



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
ELÉCTRICA - TELECOMUNICACIONES

DISEÑO DE UNA ANTENA CON DOBLE ARREGLO REFLECTIVO TIPO
ESPIRAFASE PARA LA BANDA U.

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ROSA VIANEY VEGA CARETA

TUTOR :

DR. OLESANDR MARTYNYUK

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD MX

AGOSTO 2016

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Matías Maruri José María
Secretario: Dr. Gutiérrez Castrejón Ramón
Vocal: Dr. Martynyuk Oleksandr
1 er. Suplente: Dr. Martínez López José Ismael
2 do. Suplente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

Lugar donde se realizó la tesis:
CIUDAD UNIVERSITARIA MÉXICO D. F.

TUTOR DE TESIS:

Dr. Oleksandr Martynyuk

FIRMA

*En memoria de mi madre,
que sigue guiando mis pasos.*

Agradecimientos.

Primeramente, quiero agradecer al Dr. Martynyuk por ser un gran guía en la realización de este proyecto, siempre mostrando interés, aportando sus amplios conocimientos y siendo infinitamente paciente.

A todas las personas que de una u otra me brindaron su apoyo durante la realización de la tesis. Especialmente a mi pareja, familia y amigos.

A cada uno de los integrantes del jurado: Dr. Jorge Rodríguez Cuervas, Dr. Ramón Gutiérrez Castejón, Dr. José Ismael Martínez López y Dr. José María Matias Maruri. por tomarse el tiempo para la realizar la revisión de la tesis y aportar sus atinadas observaciones.

La investigación fue realizada gracias al Programa de Apoyo a Proyectos de Investigación e Innovación Tecnológica (PAPIIT) de la UNAM con los proyectos IN117814, IN114116, IN115016 y CONACyT 166106. Agradezco el apoyo económico recibido.

Índice.

Resumen.....	1
Introducción.....	3
Capítulo 1 Arreglos Reflectivos.....	5
1.1 Descripción de un arreglo reflectivo.....	5
1.1.1 Ventajas de los arreglos reflectivos.....	7
1.1.2 Desventajas de los arreglos reflectivos.....	7
1.1.2.1 Limitado ancho de banda de los elementos.....	8
1.1.2.2 Ancho de banda limitado por la diferencia en las fases.....	8
1.2 Principio de operación un arreglo reflectivo.....	9
1.2.1 Arreglo reflectivo con reflector plano.....	10
1.3 Estado del arte de los arreglos reflectivos.....	11
1.3.1 Concepto inicial de arreglo reflectivo.....	11
1.3.2 Arreglos reflectivos de guía de onda.....	12
1.3.3 Arreglos reflectivos espirafase.....	13
1.3.4 Arreglos reflectivos microcinta.....	14
1.4 Ejemplos de antenas Cassegrain con arreglos reflectivos.....	15
1.4.1 Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal.....	15
1.4.2 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal.....	16
1.4.3 Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrados y arreglo reflectivo como reflector principal.....	18
1.4.4 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y doble arreglo reflectivo.....	19
1.5 Control dinámico de los arreglos reflectivos.....	21
1.6 Conclusiones.....	22
1.7 Referencias.....	24
Capítulo 2 Propuesta teórica de la antena.....	27
2.1 Sistema Cassegrain.....	27
2.1.1 Funcionamiento de una antena con configuración Cassegrain clásica.....	27
2.1.2 Análisis geométrico de la antena de Cassegrain.....	28
2.1.3 Principios de equivalencia.....	30
2.1.3.1 Principio del alimentador virtual.....	31
2.1.3.2 Principio de la parábola equivalente.....	31
2.1.4 Ventajas de la antena con configuración Cassegrain.....	32
2.1.5 Bloqueo de apertura.....	33
2.1.5.1 Condición de mínimo bloqueo.....	34

2.1.6 Propuesta geométrica del diseño de la antena.....	35
2.2 Arreglos reflectivos basados en anillos ranurados con cargas reactivas.....	37
2.3 Distribución triangular de los elementos reflectivos.....	39
2.4 Eficiencia de apertura.....	39
2.4.1 Eficiencia de desbordamiento (Spillover).	41
2.4.2 Eficiencia de iluminación (Taper).....	42
2.4.3 Eficiencia de bloqueo.	42
2.5 Conclusiones.....	42
2.6 Referencias.....	43
Capítulo 3. Diseño de la antena.....	45
3.1 Patrón de radiación del alimentador.....	45
3.2 Diseño del arreglo reflectivo.....	47
3.2.1 Optimización eléctrica del arreglo reflectivo.	48
3.2.2 Optimización electromagnética del arreglo reflectivo.	52
3.2.3 Patrón de radiación del elemento del arreglo reflectivo.....	56
3.3 Proceso de optimización del diseño de la antena.....	58
3.3.1 Radio de los arreglos reflectivos del subreflector y del reflector de la antena.....	59
3.3.1.1 Radio del arreglo reflectivo del reflector.....	59
3.3.1.2 Radio del arreglo reflectivo del subreflector.....	60
3.3.2 Variables a optimizar.....	60
3.3.3 Campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector.....	61
3.3.4 Campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del reflector.....	62
3.3.5 Función objetivo.....	63
3.3.5.1 Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo del subreflector.....	63
3.3.5.2 Eficiencia de iluminación del arreglo reflectivo del reflector.....	63
3.3.5.3 Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo del reflector.....	64
3.4 Resultados de la optimización de la antena.....	64
3.5 Conclusiones.....	72
3.6 Referencias.....	73
Capítulo 4. Diseño final y fabricación de la antena.....	75
4.1 Diseño final de la antena.....	75
4.1.1 Optimización del elemento del arreglo reflectivo con el sustrato RO3850.....	75
4.1.2 Optimización de la geometría de la antena.....	78
4.1.3 Resultados teóricos del diseño final de la antena.....	81
4.1.4 Comparación de los diseños del arreglo reflectivo con y sin sustrato.....	86
4.2 Fabricación.....	87

4.2.1 Máscaras de los arreglos reflectivos.	87
4.2.2 Fotolitografía.....	89
4.2.3 Marcos y soportes de la antena.....	90
4.3 Configuración final de la antena.	93
4.4 Conclusiones.....	95
4.5 Referencias.	96
Capitulo 5 Medición de la antena.	97
5.1 Patrón de radiación medido de la antena.	99
5.2 Ganancia y eficiencia de la antena.....	102
5.3 Balance de pérdidas.....	104
5.4 Conclusiones.....	107
5.5 Referencias	107

Índice de Figuras.

Figura 1-1 Configuración de un arreglo reflectivo [1].....	6
Figura 1-2 Ejemplos de elementos radiantes. a) parches del mismo tamaño conectados a una línea de transmisión de longitud variable, b) dipolos y anillos resonantes de tamaño variable, c) parches de tamaño variable y d) parches con posición angular variable [1].	6
Figura 1-3 Diferencia de trayectorias de un arreglo reflectivo [1]	9
Figura 1-4 Arquitectura de un arreglo reflectivo [2].	10
Figura 1-5 Primer arreglo reflectivo por Jones et al. [5].....	12
Figura 1-6 Arreglo reflectivo de guías de onda por Roederer (1972) [6].	13
Figura 1-7 Elemento espirafase por Phelan [1].	13
Figura 1-8 Diseños de una capa (a, b, c, d) y elementos microcinta acoplados por apertura [4].	14
Figura 1-9 Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal.....	16
Figura 1-10 Fotografía de la antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal por Pozar et al [15].....	16
Figura 1-11 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal.....	17
Figura 1-12 a) Antena Cassegrain con alimentador descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal y b) configuración de dos membranas del arreglo reflectivo por J. Huang et al [16].	18
Figura 1-13 Antena Cassegrain con un arreglo de alimentadores descentrados y arreglo reflectivo como reflector principal.	18
Figura 1-14 Patrones de radiación de una antena Cassegrain con un arreglo de alimentadores descentrados y arreglo reflectivo como reflector principal por Khayatian et al [1].	19
Figura 1-15 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y doble arreglo reflectivo.....	20
Figura 1-16 Antena Cassegrain con alimentador centrado y doble arreglo reflectivo [18].	21
Figura 2-1 Antena de Cassegrain.....	27
Figura 2-2 Geometría del Sistema Cassegrain.	30
Figura 2-3 Principio del alimentador virtual.	31
Figura 2-4 Parábola equivalente.	32
Figura 2-5 Bloqueo de apertura.....	33
Figura 2-6 Sombra producida por el subreflector a) aumentando su tamaño y b) reduciendo su tamaño.	34
Figura 2-7 Condición de mínimo bloqueo.....	35
Figura 2-8 a) Arreglo reflectivo basado en anillo ranurados con cargas reactivas. b) Elemento del arreglo reflectivo [6].....	37
Figura 2-9 Distribución de los elementos reflectivos (a) Cuadrada b) Triangular [7].	39
Figura 2-10 Configuración de un reflector.	41
Figura 3-1 Patrón de radiación del alimentador a 50 GHz [1].	46

Figura 3-2 Patrón de radiación del alimentador dado por el fabricante (azul) y el obtenido por la expresión de la ecuación 3.3 (naranja).	47
Figura 3-3 Elemento del arreglo reflectivo.....	49
Figura 3-4 Circuito eléctrico equivalente de cada elemento del arreglo reflectivo para la componente perpendicular (a) y paralela (b) a las cargas.	50
Figura 3-5 Diferencia de fase entre las polarizaciones de los circuitos eléctricos equivalentes.	51
Figura 3-6 Medidas de la celda unitaria del arreglo reflectivo.	53
Figura 3-7 Estructura final del arreglo reflectivo con distribución triangular.	54
Figura 3-8 Parámetros de cada elemento del arreglo reflectivo.	55
Figura 3-9 Magnitud del nivel de la onda no controlada en dB.	55
Figura 3-10 Magnitud del nivel de la onda no controlada (naranja) y de la onda controlada (rosa). 56	
Figura 3-11 Elemento del arreglo reflectivo excitado por una guía de onda circular, para la obtención de su patrón de radiación.	57
Figura 3-12 Patrones de radiación del elemento del arreglo reflectivo a) polarización paralela a las cargas capacitivas y b) polarización perpendicular a las cargas.	57
Figura 3-13 Comparación del patrón de radiación del elemento del arreglo reflectivo.	58
Figura 3-14 Coordenadas de los centros de los elementos de los arreglos reflectivos.	61
Figura 3-15 Eficiencias de apertura resultantes de las optimizaciones, para las diferentes combinaciones del radio del subreflector y radio del reflector	64
Figura 3-16 Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del subreflector. a)Vista isométrica y b)Vista superior.	67
Figura 3-17 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el subreflector.	68
Figura 3-18 Distribución de campo eléctrico en el arreglo reflectivo del reflector. a)Vista isométrica y b) Vista superior.	69
Figura 3-19 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el reflector.	70
Figura 3-20 Patrón de radiación teórico de la antena.....	71
Figura 4-1 Elemento del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850.	75
Figura 4-2 Nivel de la onda no controlada del arreglo reflectivo diseñado en la sección 3.2, sobre el sustrato RO3850.	76
Figura 4-3 Nivel de la onda no controlada de la optimización del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850.	77
Figura 4-4 Magnitud de la onda controlada (naranja) y nivel de la onda no controlada (azul) de la optimización del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850.....	77
Figura 4-5 Comparación del nivel de la onda no controlada de las optimizaciones del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato RO3850 y considerándolo.....	78
Figura 4-6 Eficiencias de apertura resultantes de las optimizaciones, para las diferentes combinaciones del radio del subreflector y radio del reflector.	79

Figura 4-7 Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del subreflector. a) Vista isométrica y b) Vista superior.	82
Figura 4-8 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el subreflector.	83
Figura 4-9 Distribución de campo eléctrico en el arreglo reflectivo del reflector. a) Vista isométrica y b) Vista superior.	84
Figura 4-10 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el reflector.	85
Figura 4-11 Patrón de radiación teórico de la antena.	86
Figura 4-12 Máscara del arreglo reflectivo del subreflector.	88
Figura 4-13 Máscara de la placa metálica del subreflector.	88
Figura 4-14 Máscara del arreglo reflectivo del reflector.	89
Figura 4-15 Proceso de fotolitografía.	90
Figura 4-16 Plano del Soporte 1 (placa metálica del reflector y soporte del sistema de alimentación).	91
Figura 4-17 Plano del Soporte 2 (establece la distancia entre el alimentador y el arreglo reflectivo del subreflector).	91
Figura 4-18 Plano del Marco 1 (establece la distancia entre el arreglo reflectivo y su placa metálica).	92
Figura 4-19 Plano del Marco 2 (complementa la distancia entre el alimentador y el subreflector). ...	92
Figura 4-20 Configuración final de la antena.	94
Figura 5-1 Ensamblado de la antena con doble arreglo reflectivo.	98
Figura 5-2 Configuración de la antena con doble arreglo reflectivo.	99
Figura 5-3 Patrón de radiación medido de la antena.	100
Figura 5-4 Comparación del patrón de radiación de la antena.	100
Figura 5-5 Comparación del nivel de los lóbulos laterales de la antena.	101
Figura 5-6 Ganancia medida de la antena respecto a la frecuencia.	104
Figura 5-7 Distribución a) teórica y b) supuesta de la amplitud de la antena.	105
Figura 5-8 Comparación del patrón de radiación de la antena.	105

Índice de Tablas.

Tabla 1-1 Tecnologías para la reconfiguración de arreglos reflectivos ("+", "0" y "-" son símbolo de bueno, neutral y pobre, respectivamente)[2]	22
Tabla 3-1 Valores de los elementos eléctricos	50
Tabla 3-2 Nivel de polarización cruzada respecto al error de fase entre la componente paralela y perpendicular a las cargas capacitivas.....	52
Tabla 3-3 Dimensiones físicas del elemento reflectivo.....	54
Tabla 3-4 Tabla 3.4 Propuesta de valores del radio del subreflector y su número de elementos respectivo.....	60
Tabla 3-5 Eficiencias resultantes al optimizar los ángulos de los giros de los elementos de los reflectores y la distancia entre el alimentador y el subreflector, para diferentes combinaciones del radio del subreflector y del reflector.	65
Tabla 4-1 Dimensiones físicas del elemento del arreglo reflectivo de la optimización considerando el sustrato RO3850.	76
Tabla 4-2 Comparación de la geometría de las optimizaciones del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato RO3850 y considerándolo.	78
Tabla 4-3 Propuesta de valores del radio del subreflector y su número de elementos respectivo...79	
Tabla 4-4 Eficiencias resultantes al optimizar los ángulos de los giros de los elementos de los reflectores y la distancia entre el alimentador y el subreflector, para diferentes combinaciones del radio del subreflector y del reflector.	80
Tabla 4-5 Comparación de las características de los diseños del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato RO3850 y considerándolo.....	87
Tabla 5-1 Comparación del patrón de radiación teórico y medido de la antena.....	101
Tabla 5-2 Ganancia y eficiencia de la antena.....	103
Tabla 5-3 Balance de pérdidas.....	106

Resumen.

Con el objetivo de obtener una antena con una eficiencia de apertura alta y un perfil bajo, en este trabajo se desarrolló el diseño, optimización y fabricación de una antena con doble arreglo reflectivo tipo espirafase.

El diseño de la antena está formado por un alimentador y dos arreglos reflectivos, el alimentador es una corneta escalar con una frecuencia central de 50 GHz, mientras que los arreglos reflectivos son tipo espirafase, específicamente son arreglos reflectivos basados en anillos ranurados con cargas capacitivas.

El elemento radiante de los arreglos reflectivos se diseña y optimiza con ayuda de software eléctrico y electromagnético. El resultado de la optimización, es un ancho de banda del 25.8 % a una frecuencia central de 50 GHz, con un nivel de polarización cruzada menor a -20 dB.

Posteriormente se realiza la optimización de la geometría de la antena, obteniendo un patrón de radiación con ancho del haz a -3 dB de 4°, un nivel de lóbulos laterales menor a -11.83 dB y una eficiencia de apertura de 80.7 %

Por otra parte, en el patrón de radiación de la antena fabricada, el ancho del lóbulo principal a -3 dB es de 3.8°, el nivel de los lóbulos laterales es menor a -8.69 dB, el nivel de polarización cruzada está por debajo de los -25 dB, posee un perfil aproximado de 4.3 cm y cuenta con una eficiencia de apertura de 44 %.

La diferencia entre los patrones de radiación se produce principalmente por errores en la fabricación y en el ensamblado de la antena. Además que en la optimización de la geometría de la antena no se consideran todos los factores que contribuyen en su funcionamiento.

Introducción.

Existen diversas aplicaciones que requieren de antenas de alta ganancia, capaces de reconfigurar la dirección de su haz y de bajo costo.

Las antenas de apertura tradicionales como reflectores, proporcionan una solución relativamente de bajo costo y sencilla, para lograr una antena de alta ganancia. Su desventaja es que la adaptación de la dirección del haz, sólo es posible mediante el uso del escaneo mecánico.

Por otra parte, las antenas en arreglo de fase proporcionan flexibilidad electrónica en la manipulación de los elementos, permitiendo el escaneo del haz en tiempo real. La desventaja de las antenas en arreglo de fase, es que cada elemento del arreglo necesita estar conectado a un módulo transceptor dedicado, lo que conduce a un alto costo de implementación.

Las arreglos reflectivos son una combinación entre las antenas de apertura y los arreglos de antenas. Han sido estudiadas exhaustivamente en los últimos 20 años, gracias a que poseen atractivas cualidades como: fácil fabricación, tamaño pequeño, buena eficiencia y la promesa de una antena de alta ganancia.

Con base en lo anterior, se plantea el objetivo de diseñar, optimizar, fabricar y caracterizar una antena con doble arreglo reflectivo con elementos basados en anillos ranurados con cargas capacitivas para una frecuencia central de 50 GHz; se busca que la antena posea alta eficiencia y un perfil bajo.

La tesis está compuesta por cinco capítulos. El primer capítulo consiste en la descripción de las características de los arreglos reflectivos, así como el estado del arte de los mismos; además se revisan algunos ejemplos de antenas que utilizan arreglos reflectivos con configuración Cassegrain.

En el segundo capítulo se realiza una investigación de los conceptos que abarca la propuesta de diseño de la antena, es decir, se estudia la configuración Cassegrain, se investigan los elementos tipo espirafase basados en anillos ranurados con cargas reactivas, se presentan las características de la distribución triangular de los elementos de

un arreglo reflectivo y posteriormente se aborda el concepto de eficiencia, el cual sirve para medir el desempeño de la antena.

En el tercer capítulo se realiza el diseño de la antena, primero se diseña el elemento radiante de los arreglos reflectivos a una frecuencia central de 50 GHz y posteriormente se realiza la optimización de la geometría de la antena.

En el cuarto capítulo se muestra el diseño final de la antena, además se realizan las máscaras de los arreglos reflectivos y los marcos para brindar soporte a la antena.

El capítulo cinco muestra los resultados derivados de la medición de la antena fabricada y finalmente se establecen las conclusiones generales del trabajo de tesis.

Capítulo 1 Arreglos Reflectivos.

Tradicionalmente en las aplicaciones que requieren altas ganancias, como las comunicaciones a larga distancia y los sistemas de radares, se utilizan reflectores parabólicos o arreglos de antenas. Sin embargo, en el caso del reflector parabólico en muchos casos se dificulta su fabricación debido a su superficie curva, en particular para altas frecuencias; además no tiene la capacidad para lograr que el haz escanee electrónicamente en un amplio rango de ángulos. Por otra parte, un arreglo de antenas con alta ganancia y equipado con desplazadores de fase controlables, puede lograr el escaneo electrónico del haz en un amplio rango de ángulos, pero por lo general se vuelve muy costoso debido a la complicada conformación del haz y a los altos costos de los módulos de amplificación. Estos módulos amplificadores se utilizan para solucionar el problema asociado con las altas pérdidas que ocurren en la conformación del haz y en los desplazadores de fase.

Como resultado, surge un tercer tipo de antena, conocida como "arreglo reflectivo", que disminuye las desventajas asociadas con el reflector parabólico o con un arreglo de antenas convencional.

1.1 Descripción de un arreglo reflectivo.

Un arreglo reflectivo consiste en una superficie curva o plana reflectante y un alimentador que la ilumina, como se muestra en la Figura 1.1. La superficie reflectante tiene muchos elementos radiantes (por ejemplo: anillos, dipolos, parches, guías de onda con extremo abierto, etc.) y la antena de alimentación ilumina dichos elementos, que están diseñados para radiar y desfasear el campo eléctrico incidente a las fases requeridas para formar un frente de onda plano en el campo lejano. En otras palabras, se calcula la fase del coeficiente de reflexión de cada elemento de la superficie reflectante, para compensar las diferentes fases asociadas a la diferencia entre las trayectorias del alimentador a los elementos (S_1, S_2, \dots, S_n en la Figura 1.1b). Esta operación es similar al concepto que se utiliza en un reflector parabólico que utiliza su curvatura para reflejar y formar un frente de onda plano cuando el alimentador es colocado en el punto focal.

Como se muestra en la Figura 1.2, son muchos los tipos de elementos que utilizan los arreglos reflectivos para lograr un frente de onda plano. Un ejemplo, son los parches

conectados a una línea de transmisión con longitud variable, donde la variación de la longitud logra diferentes retrasos de fase, por lo que se puede compensar las diferentes fases iluminando diferentes parches [10]. Otro método utilizado son los parches, dipolos o anillos resonantes de diferente tamaño, que son elementos que pueden tener diferentes impedancias y fases del coeficiente de reflexión, y se utilizan también para compensar la diferencia en las fases que llegan a los elementos. El tercer método es para polarización circular, estos elementos son geoméricamente idénticos pero con diferente ángulo de rotación (γ), calculado para compensar la diferencia entre las fases de los elementos; si todo se lleva a cabo correctamente aparece un desplazamiento de fase de 2γ en la onda reflejada en cada elemento.

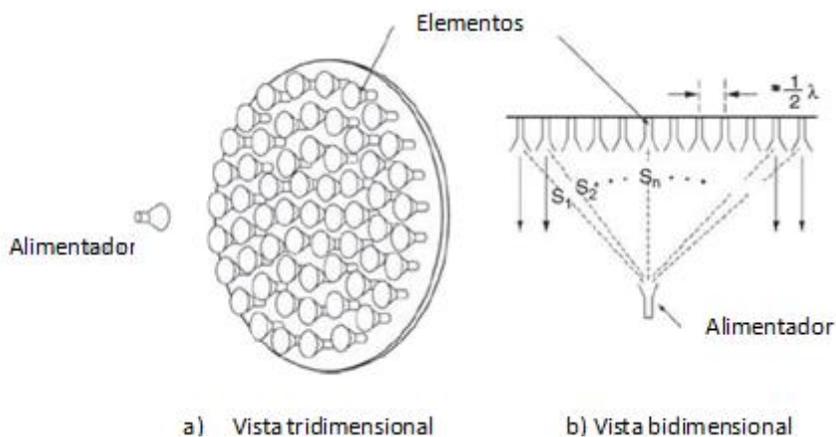


Figura 1-1 Configuración de un arreglo reflectivo [1].

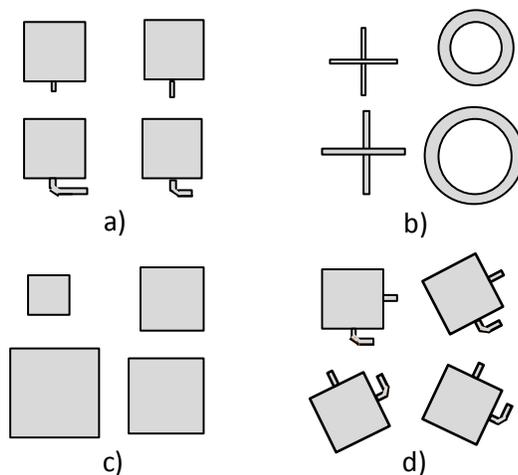


Figura 1-2 Ejemplos de elementos radiantes. a) parches del mismo tamaño conectados a una línea de transmisión de longitud variable, b) dipolos y anillos resonantes de tamaño variable, c) parches de tamaño variable y d) parches con posición angular variable [1].

1.1.1 Ventajas de los arreglos reflectivos.

Similar al reflector parabólico, el arreglo reflectivo puede lograr una muy buena eficiencia (>50%) para una gran apertura, ya que no necesita ningún divisor de potencia como en los arreglos convencionales y por lo tanto, se encuentra poca pérdida de inserción disipativa. Por otro lado, muy similar a un arreglo de antenas, el arreglo reflectivo puede tener su haz principal diseñado para escanear en un sector de ángulos grande (>50°). Con esta capacidad de escaneo, el arreglo reflectivo puede sustituir a los arreglos de antenas convencionales, ya que no es necesaria la complicada conformación del haz ni el transmisor/receptor ni los módulos de amplificación.

Una ventaja significativa de un arreglo reflectivo impreso, es que cuando una antena es de apertura grande (por ejemplo: 10 m) como la de una nave espacial que requiere de un complicado mecanismo de despliegue; con la estructura plana de un arreglo reflectivo se puede realizar un mecanismo mucho más simple y fiable de despliegue en comparación con la requerida para la superficie curva de un reflector parabólico. Además, la superficie plana reflectante se puede montar en una estructura plana sin agregar una cantidad significativa de masa y volumen al sistema global. Otra ventaja, es que un arreglo reflectivo de miles o cientos de elementos, puede ser fabricado en un proceso simple y de bajo costo, especialmente cuando se producen en grandes cantidades.

Igualmente con un gran número de elementos radiantes en el arreglo reflectivo se tiene la capacidad de ajuste de fase, pudiendo lograr de forma muy precisa un haz conformado mediante el uso de una técnica de síntesis de fase. Por otra parte, la tecnología de arreglos reflectivos, se puede aplicar en todo el espectro de ondas de microondas.

1.1.2 Desventajas de los arreglos reflectivos.

Una de las características inherentes al arreglo reflectivo es su estrecho ancho de banda, en este apartado no es rival para un reflector parabólico donde teóricamente existe un ancho de banda infinito. Para un arreglo reflectivo tipo microcinta, su ancho de banda está limitado principalmente por dos factores; el primero es el estrecho ancho de banda de los elementos de los arreglos reflectivos basados en microcinta y el segundo es la diferencia entre las fases de los coeficientes de reflexión de los elementos.

1.1.2.1 Limitado ancho de banda de los elementos.

Los elementos de una antena tipo microcinta generalmente tiene un ancho de banda alrededor del 3 al 5%. Para ampliar dicho ancho de banda se utilizan diferentes técnicas, como el uso del espesor del sustrato de los elementos o múltiples capas de elementos apiladas o la rotación secuencial de los elementos. Con estas técnicas se ha alcanzado hasta 15% de ancho de banda.

1.1.2.2 Ancho de banda limitado por la diferencia en las fases.

El segundo factor limitante del arreglo reflectivo, es la diferencia entre las fases de los coeficientes de reflexión de los elementos de la superficie reflectante, lo cual es provocado por la diferencia entre las trayectorias del alimentador a cada elemento, esto puede ser explicado con ayuda de la Figura 1.3; donde la diferencia entre las trayectorias (ΔS), es la diferencia entre las dos trayectorias S_1 y S_2 , medidas desde el alimentador hasta los elementos del arreglo reflectivo. Este ΔS puede ser múltiplo de la longitud de onda (λ) y de la frecuencia de operación central. La diferencia entre trayectorias se puede expresar como $\Delta S = (N + d)\lambda$ donde N es un número entero y d es una fracción de la longitud de onda. En cada ubicación del elemento, d es compensada por un apropiado retraso de fase (por ejemplo, variando el tamaño del parche, variando la longitud de la línea de transmisión que retrasa la fase, etc.), logrando así el diseño de cada elemento del arreglo reflectivo.

Como la frecuencia cambia, el factor $(N + d)\lambda$ se convierte en $(N + d)(\lambda + \Delta\lambda)$. Dado que el diseño y la compensación de fase para cada elemento se fija para la frecuencia central, un error de excursión de frecuencia se producirá al radiar el frente de fase. La cantidad de cambio de fase en cada trayectoria cuando se compara con una referencia de trayectoria S_1 , es $(N + d)\Delta\lambda$ que puede ser una parte significativa de una longitud de onda o 360° .

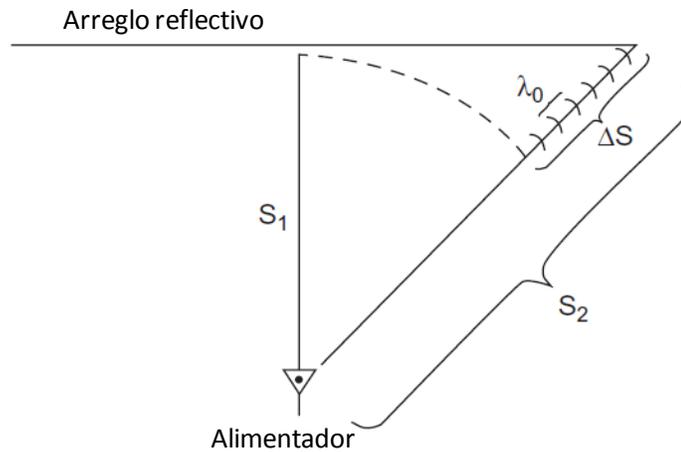


Figura 1-3 Diferencia de trayectorias de un arreglo reflectivo [1]

Para reducir la cantidad de error de excursión de frecuencia, el número entero N debe reducirse. Hay varios métodos para reducir N ; uno es diseñar el arreglo reflectivo con una mayor relación entre la longitud focal y el diámetro y por lo tanto, minimizar la diferencia entre las trayectorias S_1 y S_2 . La segunda manera es simplemente evitar el uso de un arreglo reflectivo con un gran diámetro. El tercer método que reduce el error de excursión de frecuencias es utilizar líneas de retraso de tiempo en lugar de los retardos de fase.

Otro método para aumentar el ancho de banda, es utilizar una superficie cóncava curva con trozos de superficie plana, en lugar de una superficie completamente plana en el arreglo reflectivo. Estos trozos planos en el arreglo reflectivo tienen ventajas sobre un reflector parabólico plano, pues su rayo es capaz de escanear a grandes ángulos con un desplazador insertado en cada elemento, y para una antena desplegable, estos trozos planos son más fáciles de plegar en un volumen pequeño.

1.2 Principio de operación un arreglo reflectivo.

El concepto de antena tipo arreglo reflectivo fue desarrollado hace más de 50 años y como ya se mencionó, consiste en un alimentador que ilumina un reflector, formado por elementos con distribución de fase progresiva, permitiendo reflejar el campo electromagnético. Debido al tipo de tecnología utilizado inicialmente, estas antenas presentaban el inconveniente de tener peso y volumen considerables. Fue hasta la popularización de las antenas planas en 1990, que se produjeron avances en los arreglos

reflectivos. Por lo tanto, su desarrollo se concentra en los arreglos reflectivos con reflector plano, como el de la Figura 1.4.

1.2.1 Arreglo reflectivo con reflector plano.

Cuando se utiliza una antena con reflector parabólico y el alimentador está colocado en el punto focal, se crea una forma de onda plana en el campo lejano; esto es debido a que las trayectorias de propagación de las ondas que van del alimentador al reflector y hasta la directriz de la parábola son iguales. Sin embargo cuando se utiliza un reflector plano esta situación no se mantiene. Por tanto, es necesario que se analice cuidadosamente la onda reflejada en cada elemento, para compensar la diferencia entre las fases del coeficiente de reflexión de los elementos.

La base del funcionamiento de los arreglos reflectivos radica en que cada uno de los elementos del arreglo que forman el reflector, debe radiar la energía proveniente de la bocina alimentadora con un desfase que se ajuste de manera apropiada, para que el haz del campo reflejado quede enfocado en una determinada dirección.

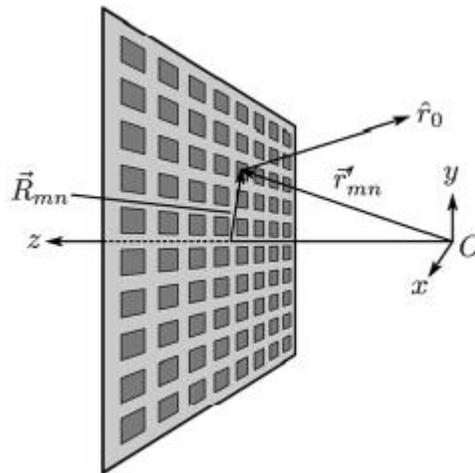


Figura 1-4 Arquitectura de un arreglo reflectivo [2].

Para que se introduzca el desfaseamiento correcto, de manera que se produzca un frente de onda colimado en una cierta dirección, es necesario modificar de manera adecuada alguno de los parámetros geométricos de los elementos.

Para el caso de un arreglo reflectivo con una alimentación cuya fase central está situada en el origen como se muestra en la Figura 1.4, la fase del campo disperso para todo el

arreglo reflectivo debe ser constante en un plano normal a la dirección del haz deseado de manera que:

$$k_0 (r'_{mn} - \vec{R}_{mn} \cdot \hat{r}_0) - \Delta\phi_{mn} = 2\pi N \quad (1.1)$$

donde k_0 es el número de onda en el espacio libre, \vec{r}_{mn} es el vector de la posición del elemento mn , \vec{R}_{mn} es un vector de posición del mn -ésimo elemento relativo $(0,0, f)$, f es la distancia focal, \vec{r}_0 es la dirección deseada del haz tipo pincel, N es un número entero y $\Delta\phi_{mn}$ es el cambio de fase que se introduce entre el campo incidente y dispersado por el mn -ésimo elemento del arreglo reflectivo. Es importante señalar que el arreglo reflectivo puede hacer más que sintetizar el haz. También es una opción popular para la síntesis de contorno de haz así como los sistemas de alimentación múltiple, para los cuales se utilizan diseños más avanzados.

La mayor parte del esfuerzo de diseño en un arreglo reflectivo, es la realización de elementos fijos adecuados, que produzcan el cambio de fase deseado; como una parte de la geometría del elemento es variada, estos elementos deben proporcionar una amplia gama de fases para acomodar la geometría del arreglo reflectivo y las fases deben ser lo más lineales posibles en frecuencia, logrando amplios anchos de banda. Además, la magnitud de la onda dispersada es idealmente la misma que la de la onda incidente. La continua investigación en arreglos reflectivos ha permitido avances en las técnicas de diseño y en el análisis para las estructuras. Las técnicas de análisis electromagnético permiten predecir atributos tales como el rendimiento de polarización cruzada, el efecto de la variación de los ángulos de los elementos, entre otras cosas.

1.3 Estado del arte de los arreglos reflectivos.

Para profundizar en el estudio de los arreglos reflectivos, a continuación se describe como ha sido su desarrollo.

1.3.1 Concepto inicial de arreglo reflectivo.

El concepto de arreglo reflectivo fue propuesto en 1958 por Jones y su equipo de trabajo, y fue patentado en 1961 [5]. El concepto de Jones, está compuesto por dos alimentadores yagi para la generación de dos haces y utiliza desplazadores fijos o variables. Se muestra en la Figura 1.5.

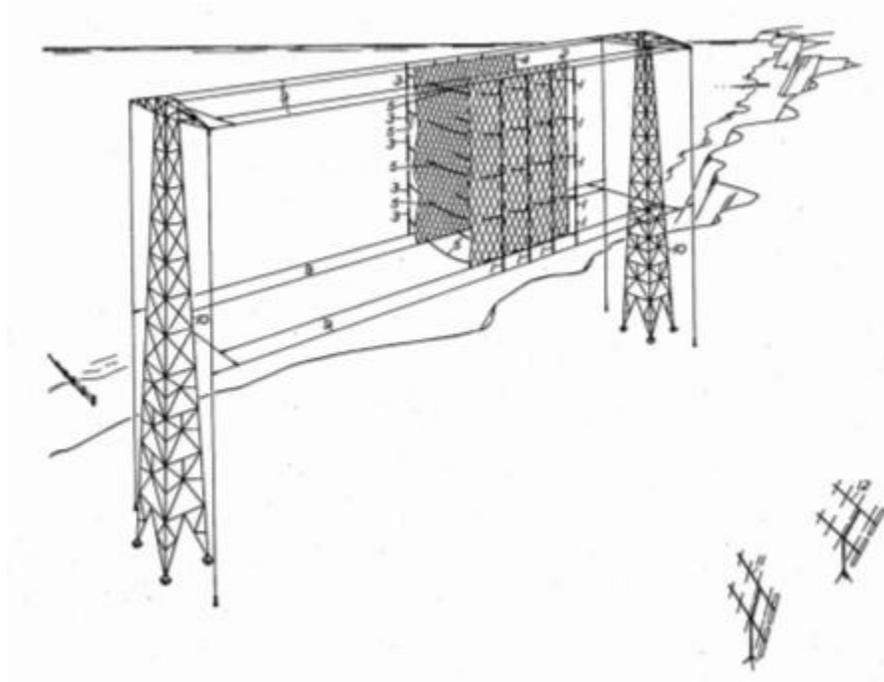


Figura 1-5 Primer arreglo reflectivo por Jones et al. [5]

1.3.2 Arreglos reflectivos de guía de onda.

En los años 1960, los dipolos y las guía de onda eran candidatos naturales para utilizarse como elementos de los arreglos reflectivos. Los arreglos reflectivos con guías de onda son poco descritos en la literatura. La primer propuesta fue hecha por Berry y su equipo de trabajo [3], donde se utilizó guías de onda cuadradas.

Mediante el ajuste de cortocircuitos en guías de onda de $0.6\lambda \times 0.6\lambda$ los autores fueron capaces de generar haces tipo pincel, haces anchos y haces de exploración, lo que demuestra el principio del arreglo reflectivo. Sin embargo, el acoplamiento mutuo y los efectos de dispersión no se tuvieron en cuenta en el diseño.

Una configuración muy similar, utilizando también las guías de ondas cuadradas, fue estudiada por Roederer [6] para aplicaciones de radar. Pero el escaneo y los lóbulos laterales requieren considerar un análisis más detallado, que incluya las interacciones mutuas y que el número de elementos es finito. Lo anterior se logró utilizando el teorema de Floquet para el análisis de modos de guía de onda para arreglos de elementos infinitos, seguido por la operación de convolución de Fourier para cada elemento, esto para determinar sus propiedades de transmisión, reflexión y sus cambios a través del arreglo finito. El primer prototipo validado se muestra en la Figura 1.6.

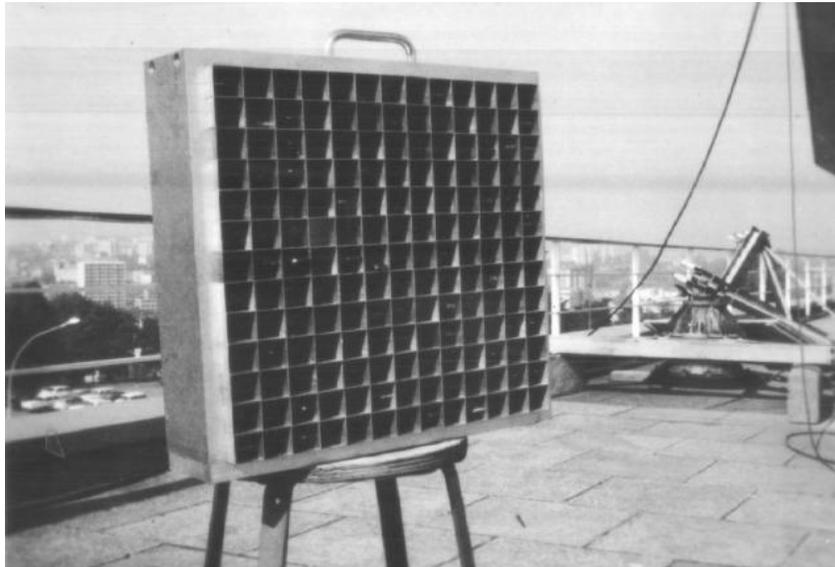


Figura 1-6 Arreglo reflectivo de guías de onda por Roederer (1972) [6].

1.3.3 Arreglos reflectivos espirafase.

A mediados de los sesenta, el concepto de espirafase fue desarrollado por Phelan [7]. El primer elemento espirafase estaba conformado por cuatro brazos con forma de espiral, cada uno con una fase asociada; dichos brazos estaban interconectados en pares por diodos, para obtener diferentes fases. De tal manera que con cuatro brazos se tienen dos fases diferentes; así que entre más brazos posea el elemento, mas fases podrán obtenerse.

Es importante mencionar, que los diodos ofrecen altas velocidades de conmutación y bajas pérdidas de inserción. La Figura 1.7 presenta el elemento espirafase.



Figura 1-7 Elemento espirafase por Phelan [1].

Se debe recalcar que estos elementos se basan en el principio de Fox, por lo que solamente funcionan en respuesta a una onda electromagnética polarizada circularmente, es decir, los elementos tipo espirafase utilizan la rotación angular como método para obtener un frente de onda plano en la onda reflejada.

1.3.4 Arreglos reflectivos microcinta.

A partir de 1980 en [8], se propuso utilizar antenas tipo microcinta en el diseño y modelado de arreglos de antenas y en los noventa se propuso para los arreglos reflectivos [9].

Los arreglos reflectivos de haz fijo se propusieron para aplicaciones con haz tipo pincel o conformado, donde se puede lograr menor masa, un despliegue más fácil y/o menor costo que con los reflectores parabólicos o arreglos de antenas que producirían el mismo haz.

En los primeros diseños, parches con stubs de diferentes longitudes eran propuestos por Munson y su equipo de trabajo en [10]. Parches y dipolos de tamaño variable fueron analizados y promovidos por Pozar [11], [12].

Estos diseños de una sola capa (Fig. 1.8a-d) tienen un bajo porcentaje de ancho de banda, ofrecen una eficiencia de apertura del 55% para un haz tipo pincel y además pueden producir haces conformados. En estos diseños se considera que el arreglo es periódico e infinito, aunque esta aproximación podría no siempre ser exacta.

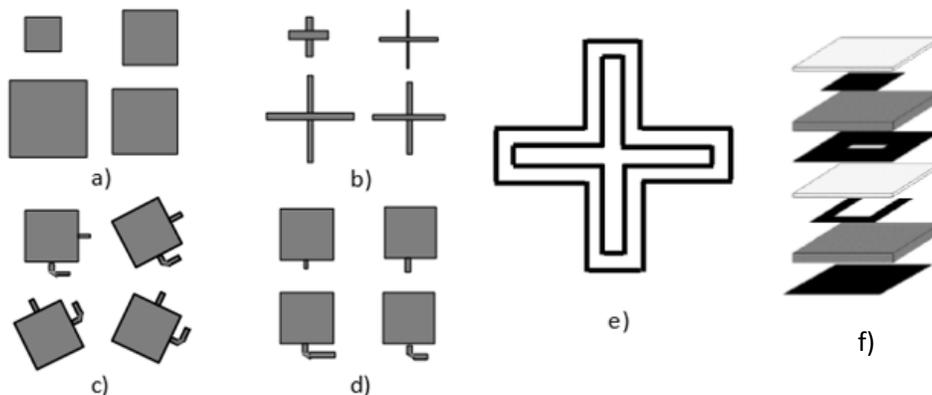


Figura 1-8 Diseños de una capa (a, b, c, d) y elementos microcinta acoplados por apertura [4].

Los parches acoplados (Fig. 1.8f) son elementos de banda ancha con más capas de sustrato, donde debajo de la ranura la longitud del stub puede proporcionar un ajuste de

fase; estos parches también son más adecuados para los arreglos reflectivos reconfigurables [13].

En la última década, Encinar y su equipo de trabajo, perfeccionaron el análisis y diseño de arreglos reflectivos de haces contorneados fijos, utilizados para remplazar reflectores caros en comunicaciones por satélite. Los diseños utilizan dos o tres capas de parches con dimensiones optimizadas para ampliar el ancho de banda.

También se hacen esfuerzos para ampliar el ancho de banda del diseño de una sola capa, en particular mediante la reutilización de patrones y técnicas de superficies selectivas de frecuencia. Un arreglo de una capa con bucles transversales dobles (Fig. 1.8e) con un 55% de eficiencia y 10% de ancho de banda con 1 dB de ganancia se demostró con éxito por Chaharmir y su equipo de trabajo [14].

1.4 Ejemplos de antenas Cassegrain con arreglos reflectivos.

Un arreglo reflectivo se puede diseñar con configuración de doble reflector utilizando el enfoque Cassegrain o Gregorian. Hay varias ventajas asociadas con la configuración de doble reflector. En primer lugar, debido a la óptica, la altura total del perfil de la antena se puede reducir. En segundo lugar, el alimentador se puede desplazar para eliminar el efecto de bloqueo introducido por el sistema de alimentación. En tercer lugar, los dos reflectores pueden alcanzar una longitud focal equivalente mucho más larga, lo que relaja el límite de ancho de banda del arreglo reflectivo.

En las antenas que utilizan configuración Cassegrain y arreglos reflectivos, se ha reportado una eficiencia medida cercana al 50 % [16].

1.4.1 Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal.

Existen varias configuraciones Cassegrain que se pueden aplicar, la primera de ellas, se muestra en la Figura 1.9, donde el alimentador está centrado, el subreflector es un hiperboloide y las pérdidas por bloqueo son inevitables.

Una característica de estas antenas, es que los ángulos incidentes del alimentador a los elementos de la orilla del arreglo reflectivo son generalmente más pequeños comparados con la configuración Cassegrain con el alimentador descentrado, logrando una mejor

eficiencia. Esta configuración, es mejor para aplicaciones de larga apertura donde el subreflector tiene área mucho menor que el reflector.

Un ejemplo de este diseño se realizó en [15] (Fig. 1.10), utilizando parches microcinta y una frecuencia de 77 GHz. Se trata de un arreglo reflectivo cuadrangular de 15.2 cm por lado y con 5776 parches rectangulares polarizados linealmente, los cuales utilizan la variación del tamaño del parche para el cambio de fase. El subreflector diseñado es un hiperboloide con un diámetro de 1.61 cm, en tanto que el alimentador es una bocina cónica con una apertura de 1.25 cm; esta combinación desafortunadamente resulta en altas pérdidas de desbordamiento. Sin embargo, se logró que la antenna tuviera un buen patrón de radiación con una ganancia medida de 36.9 dB.

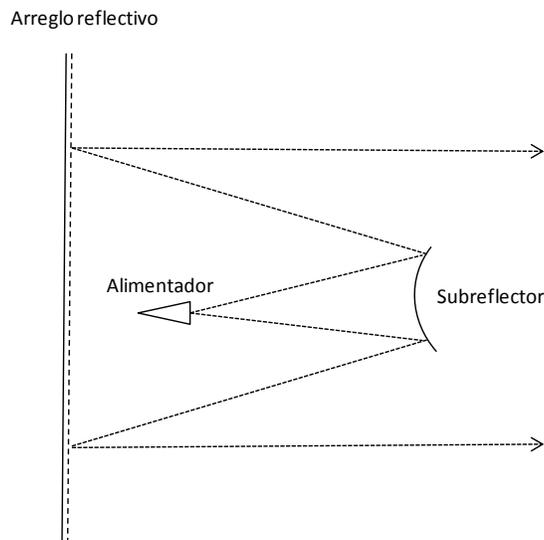


Figura 1-9 Antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal.

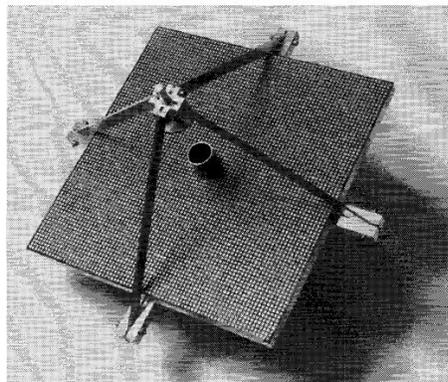


Figura 1-10 Fotografía de la antena Cassegrain con alimentador centrado y arreglo reflectivo como reflector principal por Pozar et al [15].

1.4.2 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal.

La segunda configuración, mostrada en la Figura 1.11, es una antena Cassegrain con un arreglo reflectivo en el reflector principal y con el alimentador descentrado; este diseño no produce el efecto de bloqueo, debido a que el haz del alimentador viene de fuera del reflector, evitando el efecto de bloqueo del sistema de alimentación.

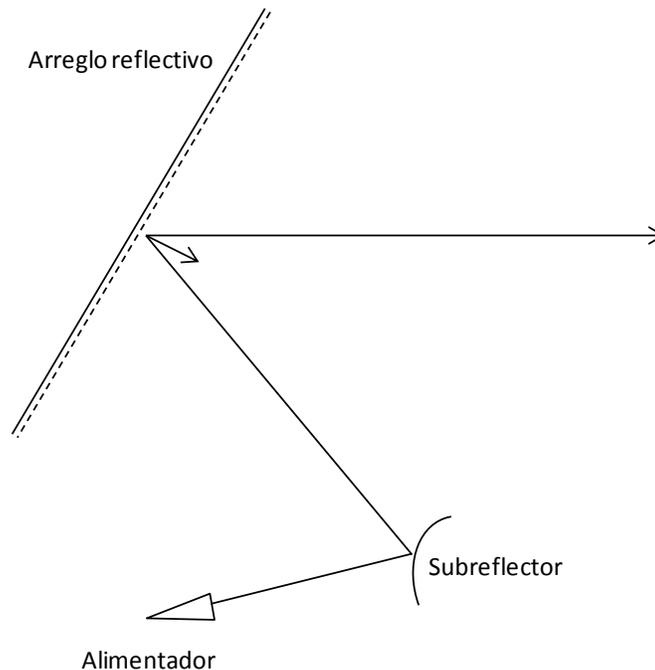


Figura 1-11 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal.

El primer arreglo reflectivo Cassegrain con alimentador descentrado (Fig. 1.12a), fue desarrollado para banda X y banda Ka [16]. Esta antena tiene un diámetro de apertura de 75 cm, un subreflector metálico y utiliza elementos tipo anillo para polarización circular. La apertura principal del arreglo reflectivo consiste en dos membranas delgadas apiladas (Fig. 1.12b), la membrana de la banda X, tiene grabados anillos más grandes que los de la membrana para banda Ka.

El subreflector es un hiperboloide convexo metálico, con una apertura elíptica con eje mayor de 150 mm y eje menor de 84 mm. Las mediciones para los patrones de radiación en ambas bandas tiene un excelente resultado con lóbulos laterales y polarización cruzada con niveles por debajo de los -25 dB. En ambas bandas se logra una eficiencia cercana al 50 %.

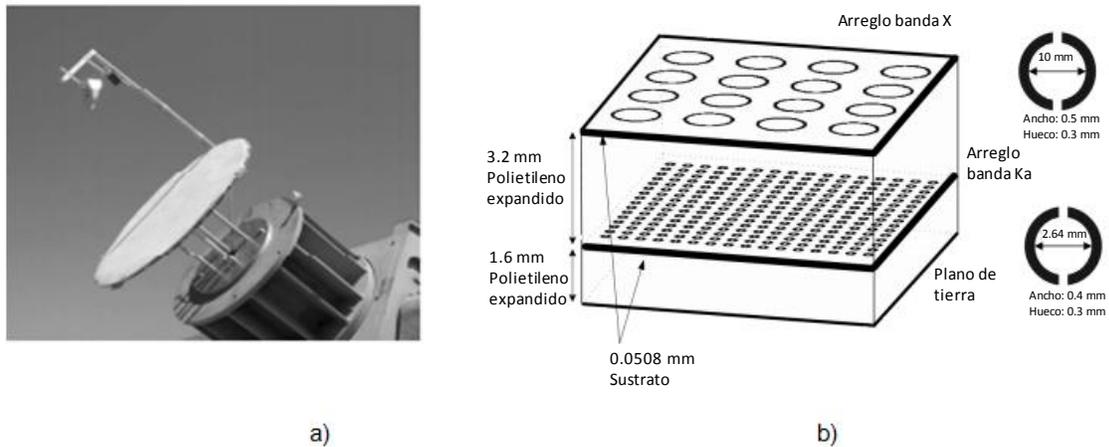


Figura 1-12 a) Antena Cassegrain con alimentador descentrado y arreglo reflectivo como reflector principal y b) configuración de dos membranas del arreglo reflectivo por J. Huang et al [16].

1.4.3 Antena Cassegrain con arreglo de alimentadores descentrados y arreglo reflectivo como reflector principal.

La tercera configuración (Fig. 1.13), es similar a la anterior, pero en lugar de un alimentador, posee un arreglo de alimentadores. En esta configuración, el subreflector se coloca a una distancia de campo cercano del arreglo reflectivo, y al lograr cambiar el frente de fase del arreglo de alimentadores el haz es apuntado correctamente. Se suele utilizar en aplicaciones espaciales, donde el control de altitud y el sistema de coordenadas no pueden apuntar a la antena con precisión, así que la propia antena debe realizar el apuntamiento de haz fino.

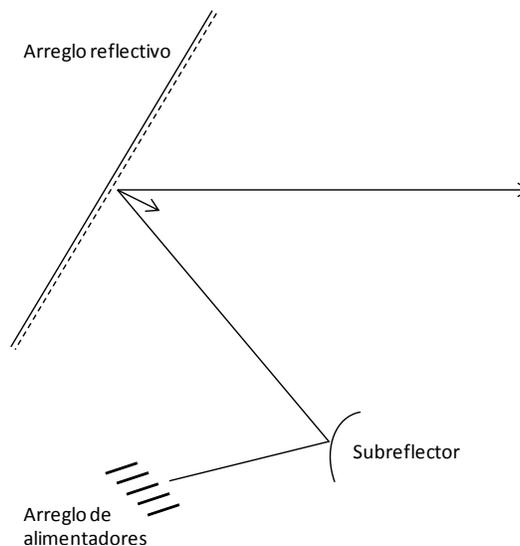


Figura 1-13 Antena Cassegrain con un arreglo de alimentadores descentrados y arreglo reflectivo como reflector principal.

Un ejemplo de esta configuración se desarrolló en [17]. Donde se utiliza un método muy eficiente de física óptica para diseñar el subreflector, así como los principales campos del arreglo reflectivo. La física óptica asigna a cada elemento del arreglo reflectivo una corrección de fase (fase requerida para la formación del haz). Aunque este método es una aproximación que no considera el acoplamiento mutuo entre los elementos del arreglo reflectivo, es muy eficiente para analizar antenas muy grandes con cerca de un millón de elementos y decenas o cientos de elementos de alimentación.

El ejemplo de [17], es un arreglo reflectivo de 3 m para la banda Ka (32 GHz.) con aproximadamente 275,000 elementos, con un arreglo de alimentadores de 5 x 5. Para su estudio, se intentó ver la capacidad de exploración del haz principal tolerando una pérdida de ganancia de -3 dB cuando el arreglo de alimentación es ajustado. El resultado se muestra en la Figura 1.14, en la que si se ajusta el arreglo de alimentadores a 15°, el haz logra escanear 0.3°. Esta exploración se consigue colocando el subreflector en la región de campo cercano del arreglo. Inclinar el frente de onda plano del arreglo de alimentadores es equivalente a mover el centro de fase del arreglo.

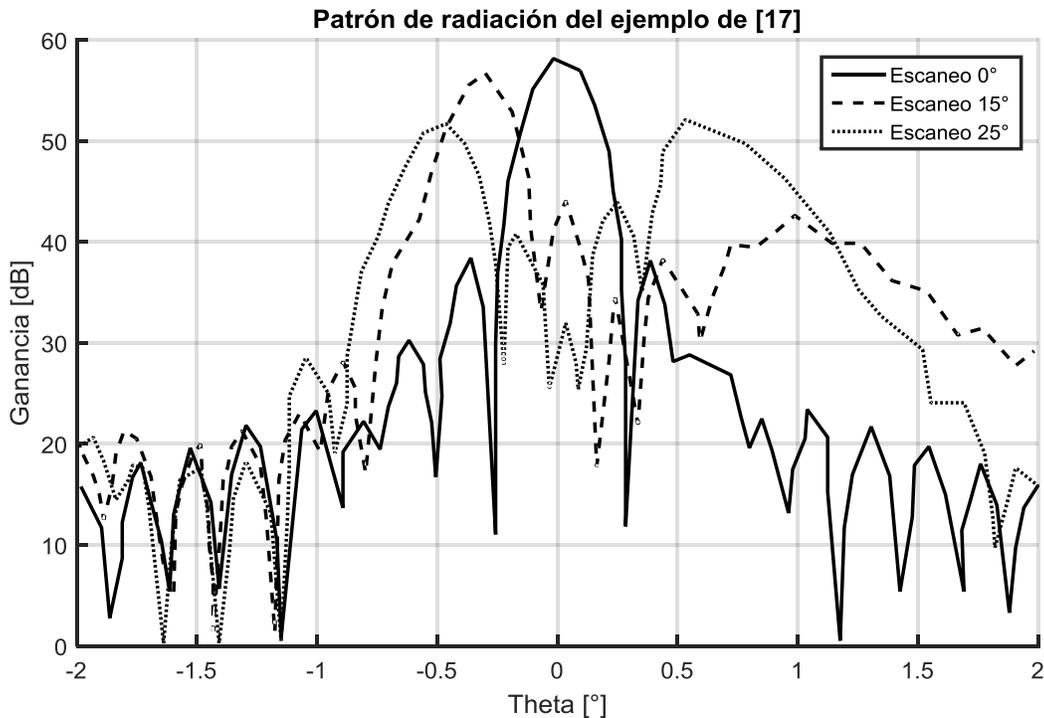


Figura 1-14 Patrones de radiación de una antena Cassegrain con un arreglo de alimentadores descentrados y arreglo reflectivo como reflector principal por Khayatian et al [1].

1.4.4 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y doble arreglo reflectivo.

La cuarta configuración, se observa en la Figura 1.15, donde el alimentador está descentrado y las superficies reflectoras son arreglos reflectivos. Con este diseño, los módulos amplificadores y/o desplazadores de fase se pueden implementar en todos los elementos del arreglo reflectivo del subreflector para lograr alta potencia de transmisión y/o un apuntamiento de haz fino.

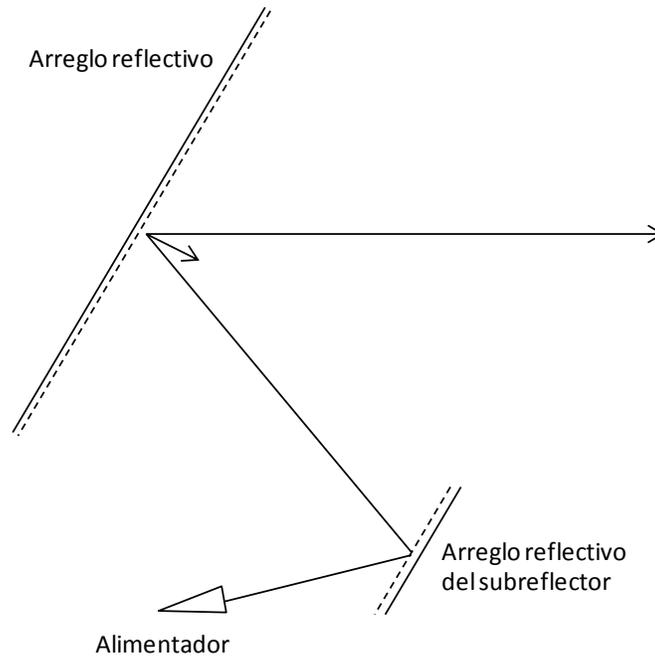


Figura 1-15 Antena Cassegrain con alimentador descentrado y doble arreglo reflectivo.

En [18] se propuso una configuración compuesta por tres elementos (alimentador, arreglo reflectivo principal y arreglo reflectivo secundario) muy próximos unos de otros (Fig1.16), lo que provoca que las aproximaciones de campo lejano no sean adecuadas para su análisis.

Se realizaron dos diseños con la misma geometría, en el primero el subreflector está compuesto por dos capas con variación en el tamaño del parche en cada capa, mientras el reflector principal cuenta con una sola capa, esto se debe a que el arreglo reflectivo principal requiere un rango de fase más reducido. Este diseño ofrece una discriminación de la polarización cruzada mayor a 35 dB y funciona de 12.2 a 15 GHz.

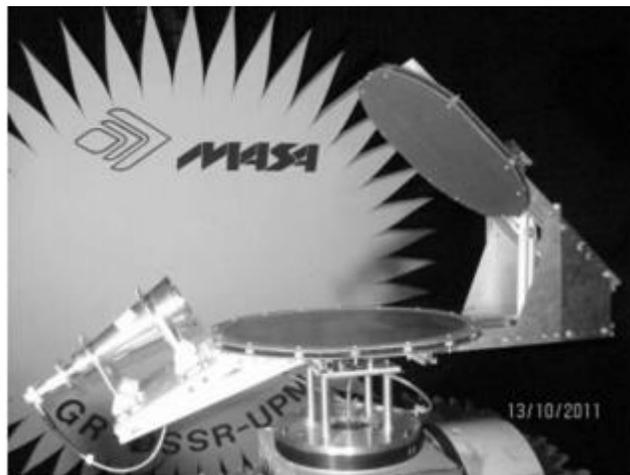


Figura 1-16 Antena Cassegrain con alimentador centrado y doble arreglo reflectivo [18].

En el segundo diseño se tienen dos capas en el arreglo reflectivo principal y se logra reducir los niveles de polarización cruzada, consiguiendo una discriminación contrapolar de 37 dB en un ancho de haz de 3 dB para las dos polarizaciones lineales ortogonales.

1.5 Control dinámico de los arreglos reflectivos.

Existen varias tecnologías con la capacidad de reconfigurar los arreglos reflectivos, las cuales difieren en términos de madurez, disponibilidad, rendimientos, integración, complejidad o trabajan para un cierto rango de frecuencias. Por lo tanto, es crucial seleccionar la mejor tecnología para una aplicación determinada y un conjunto de requisitos. Una revisión detallada de las tecnologías de reconfiguración está fuera del alcance de este trabajo; sin embargo es importante presentar las principales soluciones disponibles.

Algunas de las tecnologías son: la utilización de diodos PIN, tecnología MEMS, cristal líquido, uso de grafeno, etc. En la Tabla 1.1 se plasma un breve resumen de dichas tecnologías [2].

Tabla 1-1 Tecnologías para la reconfiguración de arreglos reflectivos ("+", "0" y "-", son símbolo de bueno, neutral y pobre, respectivamente)[2]

Tipo	Tecnología	Madurez y confiabilidad	Integración	Control D/A	Complejidad (costo)	Pérdidas (microondas/THz)	Consumo de energía	Linealidad	Tiempo de conmutación
Elementos concentrados	Diodos PIN	+	-	D	+	-/-	-	0	+
	Diodos varactor	+	-	A	+	-/-	+	-	+
	RF-MEMS	0	+	D	+	+/0	+	+	0
Híbridos	Película delgada ferro-eléctrica	0	+	A	0	0/-	+	0	+
Materiales sintonizables	Cristal líquido	0	0	A	0	-/+	0	0	-
	Grafeno	-	+	A	0	-/+	+	-	+
	Fotoconductor	0	-	A	0	-/-	-	-	+
Mecánicos	Fluido	0	-	A	0	0/+	+	0	-
	Micro motores	-	0	A	-	+	0	+	-

Como se observa en la Tabla 1.1, cada tecnología posee sus ventajas y desventajas, así que se según las características de la aplicación para la que se requiera ocupar, se debe discernir entre cuál es la más conveniente.

1.6 Conclusiones.

- Los arreglos reflectivos vienen a disminuir las carencias de los reflectores parabólicos y los arreglos de antenas.
- Un arreglo reflectivo consiste en una superficie reflectante y un alimentador que la ilumina; la superficie tiene elementos radiantes con fases prediseñadas para formar un frente de onda plano en el campo lejano.

- Algunas ventajas del arreglo reflectivo son: buena eficiencia, capacidad de escanear un sector amplio de ángulos, facilidad para montar un mecanismo de despliegue en la antena (en caso de ser necesario). Además, un arreglo reflectivo de miles o cientos de elementos se puede fabricar fácilmente y con un bajo costo.
- La gran desventaja de los arreglos reflectivos, es el limitado ancho de banda del arreglo, causado por el ancho de banda limitado de los elementos de las antenas basadas en microcinta y por la diferencia en las fases del coeficiente de reflexión de los elementos. La primer causa se combate utilizando capas de elementos apiladas o la rotación secuencial de los elementos. Mientras el segundo factor se combate aumentando la relación entre la longitud focal y el diámetro del reflector (lo que minimiza la diferencia de fases) o utilizando arreglos reflectivos de diámetros pequeños.
- El funcionamiento del arreglo reflectivo se basa, en que cada uno de los elementos del arreglo, radie la energía proveniente del alimentador con cierto desfase, para provocar que el haz de la onda reflejada apunte a cierta dirección. Para introducir el desfase correcto, es necesario adecuar alguno de los parámetros geométricos de los elementos, procurando que las fases sean lo más lineales posibles en frecuencia, para poder lograr buenos anchos de banda.
- El desarrollo del concepto de arreglo reflectivo tiene más de cincuenta años. En la década de los sesenta se utilizaban guías de onda para realizar los arreglos reflectivos, posteriormente en los sesenta se propusieron los arreglos reflectivos tipo espirafase, para finalmente en los noventa incluir la tecnología microcinta en los arreglos reflectivos. En la última década se ha ido perfeccionando su análisis y desarrollo.
- Se puede utilizar arreglos reflectivos en el diseño de antenas Cassegrain, las cuales tienen la ventaja de permitir mejorar el patrón de radiación por sus dos reflectores, facilitar el aumento de la longitud focal (lo que disminuye la polarización cruzada) y admitir la colocación del alimentador a conveniencia.
- Existen muchas tecnologías para la reconfiguración de arreglos reflectivos, cada una de ellas con sus ventajas y desventajas. Las tecnologías más populares son los diodos PIN y la tecnología MEMS.

1.7 Referencias.

- [1] John Huang, José A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, IEEE Press, 2008.
- [2] Sean Victor Hunn, and Julien Perruisseau-Carrier, *Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 62, N° 1, January 2014.
- [3] D. Berry, R. Malech, W. Kennedy, *The Reflectarray Antenna*, IEEE Transactions Antennas and Propagation, Volume 11, Issue 6, Nov 1963, pp 645 – 651.
- [4] Antoine G. Roederer, *Reflectarray Antennas*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, pp 18-22.
- [5] S.S.D. Jones et al., *Electromagnetic wave lens and mirror systems*, US Patent No 2,986,734, May 30, 1961 (filed July2, 1958).
- [6] A. Roederer, *Etudes des Réseaux Finis de Guides d' Ondes à Parois Epaissses*, *Onde Electrique*, Nov.1971.
- [7] Phelan, H. R., *Antenna arrays of internally phased elements*, United States Patent, December 1975.
- [8] I. Bahl, P. Bhartia, *Microstrip Antennas*, Artech House, 1980.
- [9] D. Pozar, D. Schaubert, *Microstrip Antennas*, IEEE Press, 1995.
- [10] R. Munson and H. Haddad, *Microstrip reflectarray for satellite communication and RCS enhancement and reduction*, U.S. patent 4,684,952, August 1987.
- [11] D. Pozar, T. Metzler, *Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size*, Elec. Let., April 1993, pp.657-658.
- [12] D. Pozar, S. Targonski, H. Syrigos, *Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays*, IEEE T-AP, Vol. 45, No 2, Feb. 1997, p 287.
- [13] E. Carrasco, M. Barba, J. Encinar, *Reflectarray element based on aperture-coupled patches with slots and lines of variable length*, IEEE Trans. Antennas & Propagation, Vol. 55, no. 3, pp. 1662 – 1664, March 2007.

- [14] J. Shaker, M.Chaharmir, M. Cuhaci, A. Ittipiboon, *Reflectarray research at CRC Canada*, IEEE AP Mag., Vol.50, No 4, Aug. 2008.
- [15] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, *Design of millimeter - wave microstrip reflectarrays*, IEEE Trans. Antennas & Propagation., Vol. 45, Feb. 1997, pp. 287 – 296.
- [16] J. Huang, C. Han, and K. Chang, *A Cassegrain offset - fed dual - band reflectarray*, IEEE AP-S/URSI Symposium, Albuquerque, New Mexico, July 2006, pp. 2439 – 2442.
- [17] B. Khayatian and Y. Rahmat - Samii, *Characterizing reflectarray antennas radiation performance*, IEEE AP-S/URSI Symposium, Columbus, Ohio, June 2003, pp. III 298 – 301.
- [18] C. Tienda, M. Arrebola, and J. Encinar, *Recent Developments of Reflectarray Antennas in Dual-Reflector Configuration*, International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2012 (2012), Article ID 125287, 10 pages.

Capítulo 2 Propuesta teórica de la antena.

La propuesta de diseño de la antena, consiste en una antena con configuración de doble reflector, donde las superficies reflectoras son arreglos reflectivos con elementos radiantes con distribución triangular basados en anillos ranurados con cargas capacitivas y un alimentador con frecuencia central de 50 GHz. Con las consideraciones anteriores, se va a realizar el análisis teórico, para posteriormente trabajar en el diseño.

2.1 Sistema Cassegrain.

La antena de microondas básica derivada del telescopio Cassegrain se muestra en la Figura 2.1. Consiste básicamente en sustituir el alimentador de un reflector parabólico por un segundo reflector, o subreflector, excitado con otro alimentador; siendo la geometría del sistema análoga a la del telescopio Cassegrain.

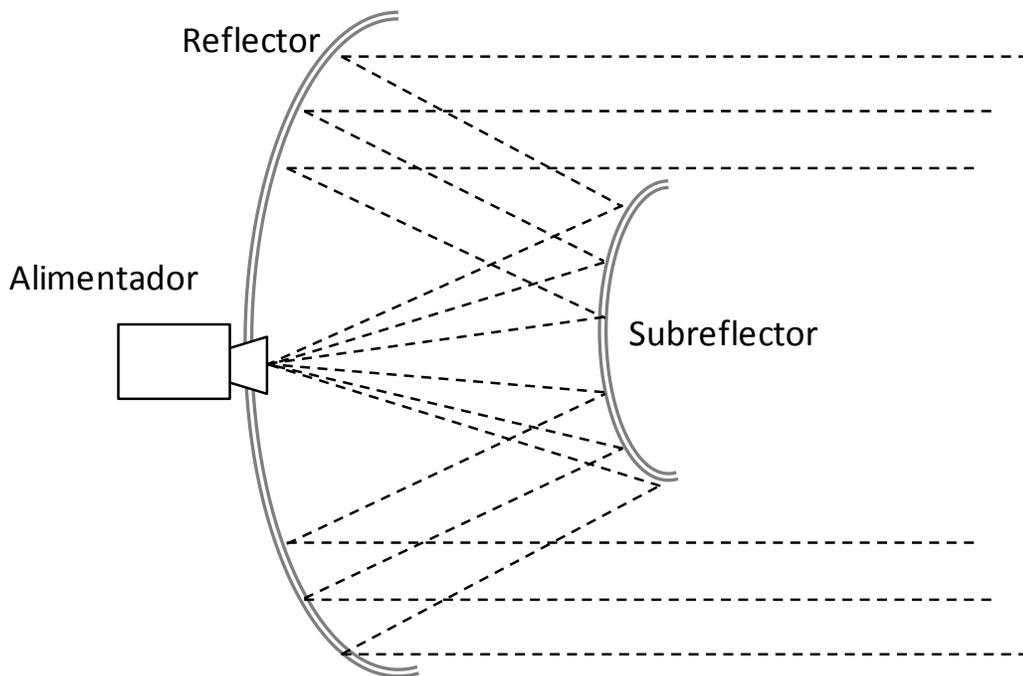


Figura 2-1 Antena de Cassegrain.

2.1.1 Funcionamiento de una antena con configuración Cassegrain clásica.

El funcionamiento de una antena con disposición Cassegrain se puede introducir haciendo referencia a la Figura 2.1 y suponiendo que el sistema está funcionando en el modo de recepción. Supongamos que la energía, en forma de rayos paralelos, incide sobre el sistema de doble reflector. La energía interceptada por el reflector principal, que tiene una

superficie cóncava grande, se refleja hacia el subreflector. La energía recogida por la superficie convexa del subreflector es reflejada por ella, y dirigida hacia el receptor. Si los rayos incidentes en el sistema de doble reflector son paralelos, el reflector principal es un paraboloide, y el subreflector es un hiperboloide, entonces los rayos recogidos se concentran en un solo punto. El receptor se coloca entonces en este punto de enfoque.

Un procedimiento similar se puede utilizar para describir el sistema en el modo de transmisión. El alimentador se coloca en el punto de enfoque, y por lo general es suficientemente pequeño para que el subreflector se encuentre en su región de campo lejano. Además, el subreflector es suficientemente grande que intercepta la mayor parte de la radiación del alimentador. Usando la disposición geométrica del paraboloide y el hiperboloide, los rayos reflejados por el plato principal serán paralelos. La amplitud de los rayos emergentes está determinada por el patrón del alimentador y el efecto de ensanchamiento de la geometría.

2.1.2 Análisis geométrico de la antena de Cassegrain.

El primer análisis completo publicado de la disposición Cassegrain como antena de microondas fue por Peter W. Hanna [1]. Él usó óptica geométrica para obtener la forma geométrica de las superficies reflectoras, e introdujo los principios de equivalencia del alimentador virtual y de la parábola equivalente. Aunque su análisis no predice detalles finos, sí da resultados razonablemente buenos.

La geometría del sistema Cassegrain clásico (Fig. 2.2), emplea un paraboloide cóncavo como el reflector principal y un hiperboloide convexo como el reflector secundario. Uno de los dos focos de la hipérbola es el verdadero punto focal del sistema, y está situado en el centro del alimentador; el otro es un punto focal virtual que está situado en el foco de la parábola. Como resultado, todas las ondas procedentes del punto focal real, y reflejadas en ambas superficies, viajan distancias iguales formando un frente de onda plano.

Esta geometría es simple y puede ser descrita completamente por sólo cuatro parámetros independientes (dos para cada reflector). En la Fig. 2.2 se muestran siete parámetros, donde D_m y ϕ_v es el diámetro y el ángulo del reflector principal respectivamente, D_s y ϕ_r es el diámetro y el ángulo del subreflector respectivamente, F_m es la distancia focal del reflector principal, F_c es la distancia entre el punto focal real y el virtual y L_v es la distancia

del subreflector al punto focal virtual; de estos parámetros tres son dependientes de los otros cuatro, y existen tres ecuaciones que describen esta dependencia. En el caso del reflector principal, la relación es:

$$\tan \frac{1}{2} \phi_v = \pm \frac{1}{4} \frac{D_m}{F_m} \quad (2.1)$$

donde el signo positivo es aplicado para las formas Cassegrain y el signo negativo en las formas Gregory¹. En el caso del reflector secundario, la relación es:

$$\frac{1}{\tan \phi_v} + \frac{1}{\tan \phi_r} = 2 \frac{F_c}{D_s} \quad (2.2)$$

$$1 - \frac{\sin \frac{1}{2} (\phi_v - \phi_r)}{\sin \frac{1}{2} (\phi_v + \phi_r)} = 2 \frac{L_v}{F_c} \quad (2.3)$$

En un caso típico, los parámetros D_m , F_m , F_c , y ϕ_r pueden determinarse considerando cuestiones de rendimiento de la antena y las limitaciones del espacio, mientras ϕ_v , D_s , y L_v , pueden ser calculados con las ecuaciones anteriores.

El contorno del reflector está dado por la ecuación:

$$x_m = \frac{y_m^2}{4F_m} \quad (2.4)$$

En tanto, el contorno del subreflector está dado por la ecuación:

$$x_s = a \left[\sqrt{1 + \left(\frac{y_s}{b}\right)^2} - 1 \right] \quad (2.5)$$

donde:

$$e = \frac{\sin \frac{1}{2} (\phi_v + \phi_r)}{\sin \frac{1}{2} (\phi_v - \phi_r)} \quad (2.6)$$

$$a = \frac{F_c}{2e} \quad (2.7)$$

¹ Basada en el telescopio inventado por James Gregory en 1663.

$$b = a\sqrt{e^2 - 1} \quad (2.8)$$

Las cantidades e , a y b son parámetros de la hipérbola: e es la excentricidad, a es la mitad del eje transversal y b es la mitad del eje conjugado.

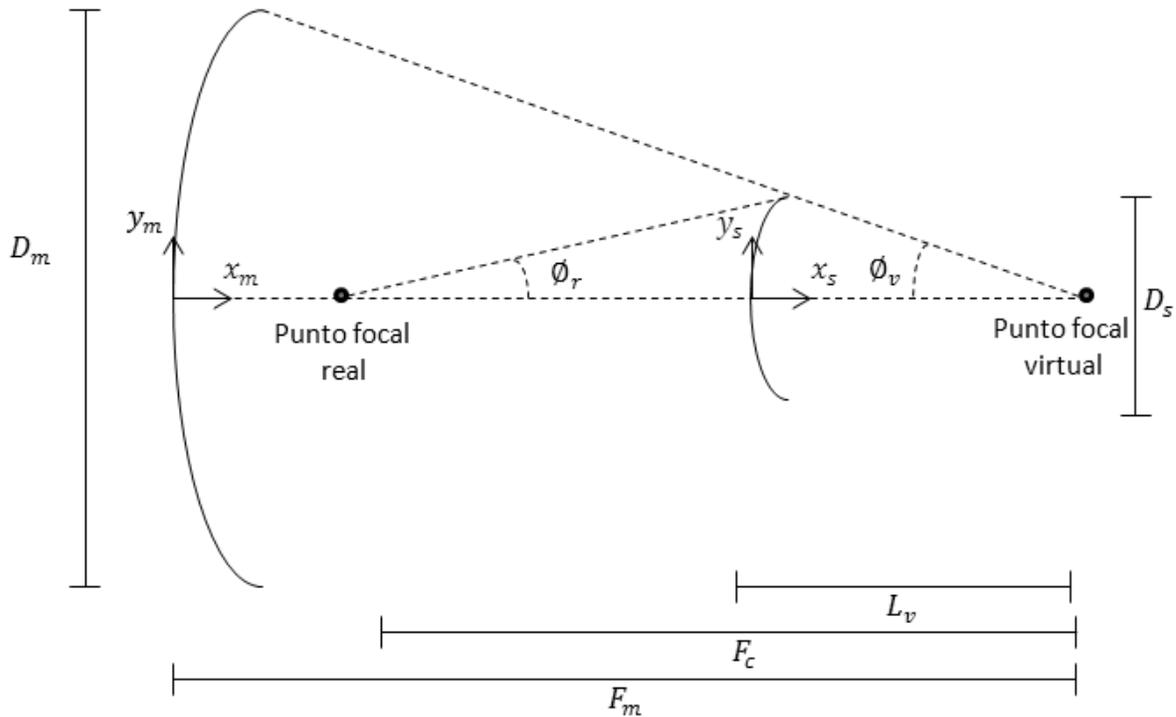


Figura 2-2 Geometría del Sistema Cassegrain.

Para altas ganancias se necesitan valores altos de D_m , pero el tamaño del reflector principal es un compromiso entre ganancia, anchura del haz y nivel de lóbulos laterales, además de razones de tipo económico y mecánico. Son consideraciones mecánicas las que limitan F_m , que típicamente puede valer hasta $0.5 D_m$ en las aplicaciones que utilizan una antena tipo bocina para la excitación. El parámetro F_c viene dado por la posición de la antena alimentadora y ϕ_r dependerá del diagrama de la antena alimentadora.

2.1.3 Principios de equivalencia.

Para reducir el sistema Cassegrain a una antena paraboloide, la cual ha sido muy estudiada, se utilizan dos métodos diferentes: el principio del alimentador virtual y el principio de la parábola equivalente.

2.1.3.1 Principio del alimentador virtual

Este concepto sirve para predecir el comportamiento de la antena Cassegrain. Tal como se ve en la Figura 2.3 la combinación del alimentador y el subreflector se sustituye por un alimentador virtual situado en el foco del reflector que coincide con el foco del subreflector. De esta manera se puede considerar como una antena parabólica.

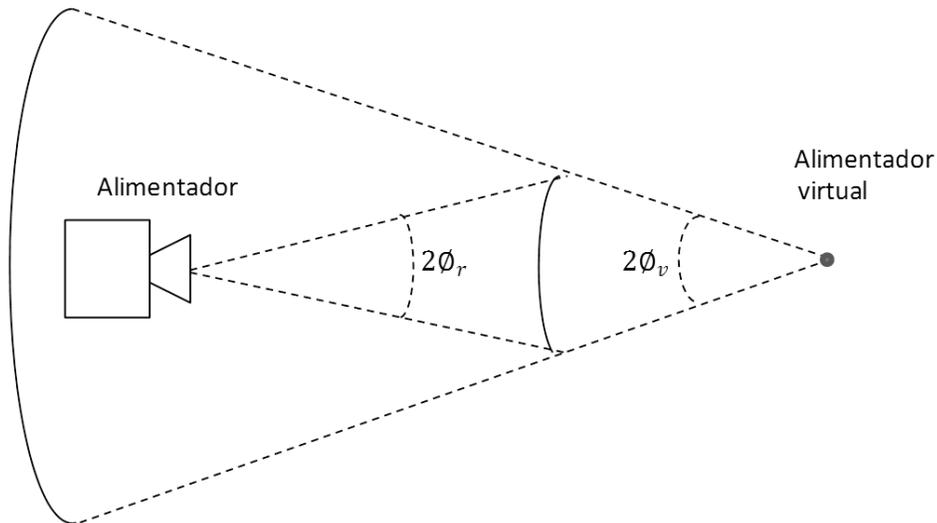


Figura 2-3 Principio del alimentador virtual.

La configuración del alimentador virtual se puede determinar mediante la búsqueda de la imagen óptica del alimentador real. Sin embargo, esta técnica sólo es precisa cuando las dimensiones del alimentador real y virtual son mayores que la longitud de onda. De hecho, en la Figura 2.3 el alimentador virtual tiene una apertura efectiva menor, y un haz más amplio, que el alimentador real (el aumento de la anchura de haz es el resultado de la curvatura convexa del subreflector).

Aunque el concepto de alimentador virtual puede proporcionar información cualitativa útil para un sistema Cassegrain, no es conveniente para un análisis cuantitativo preciso. Algunas de las limitaciones de este concepto se pueden superar con el principio de la parábola equivalente.

2.1.3.2 Principio de la parábola equivalente.

Mediante la técnica de la parábola equivalente, el reflector principal y el subreflector son reemplazados por una superficie equivalente cuyo foco coincide con el centro de fase del

alimentador real. Con lo anterior se logra reducir notablemente el análisis, pues como ya se mencionó, la antena parabólica ha sido muy estudiada.

Como se ve en la Figura 2.4, la superficie equivalente se define como el lugar geométrico de los puntos de intersección de los rayos paralelos al eje de la antena con la prolongación de los rayos correspondientes que convergen en el foco real.

Evidentemente, esta superficie es un paraboloide de revolución cuya distancia focal es F_e . El efecto de este paraboloide, excitado desde el foco real con una bocina idéntica a la del sistema real, es el mismo que el producido por la antena Cassegrain original.

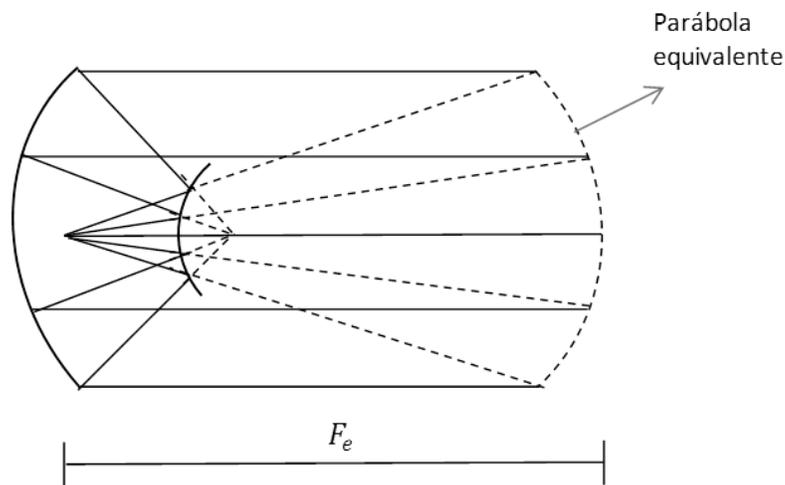


Figura 2-4 Parábola equivalente.

Es preciso observar que la parábola equivalente se obtiene por consideraciones únicamente ópticas, sin realizar un análisis electromagnético (no se consideran las distorsiones y difracciones que introduce el subreflector).

2.1.4 Ventajas de la antena con configuración Cassegrain

En general, la disposición de la antena Cassegrain ofrece beneficios tales como:

1. La capacidad de colocar el alimentador en un lugar conveniente, esto se utiliza principalmente cuando se emplea el sistema Cassegrain como antena de un receptor de bajo ruido, pues el preamplificador del sistema debe estar situado lo más cercano posible a la antena para evitar pérdidas y empeorar la relación señal a ruido.

2. La presencia de una segunda superficie reflejante en el camino de la señal permite oportunidades adicionales para adaptar el patrón de radiación para un máximo rendimiento.
3. Una ventaja importante de las antenas satelitales terrestres que utilizan la configuración Cassegrain, es que el alimentador se dirige hacia adelante y no hacia atrás, por lo que las pérdidas por desbordamiento procedentes del alimentador son menores.
4. Otra ventaja, es la capacidad para obtener una longitud focal equivalente mucho mayor que la longitud física del conjunto. Además, el tamaño del alimentador puede ser mayor en una antena Cassegrain que en una clásica.

2.1.5 Bloqueo de apertura.

La limitación principal de esta configuración, es que la presencia del subreflector introduce sombra en el reflector principal y en el caso de las antenas de microondas puede disminuir considerablemente ganancia y provocar un aumento en el nivel de lóbulos laterales, a menos que el reflector principal sea de varias longitudes de onda de diámetro.

Para entender el efecto de bloqueo, la iluminación del reflector puede descomponerse en dos componentes, la iluminación original y la iluminación negativa central (Figura 2.5). El diagrama de radiación real será la suma de las dos componentes.

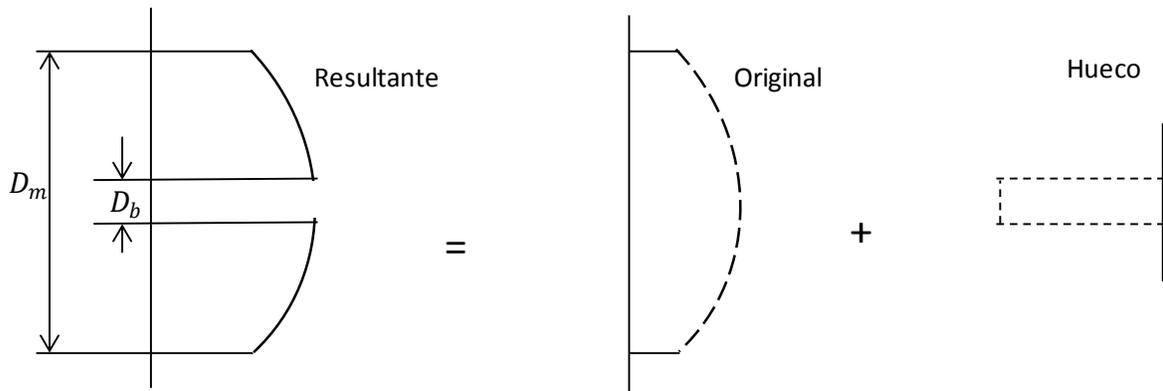


Figura 2-5 Bloqueo de apertura.

Existen una variedad de técnicas que se pueden utilizar para minimizar el bloqueo de apertura por el subreflector (D_b). Una de ellas, se conoce como condición de mínimo bloqueo.

2.1.5.1 Condición de mínimo bloqueo

Para determinar el grado de bloqueo de una antena Cassegrain que tenga un subreflector normal, es necesario determinar los factores que determinan el tamaño del subreflector. Básicamente el tamaño del subreflector viene dado por la directividad del alimentador y por la distancia entre el alimentador y el subreflector.

Si se hace el alimentador más directivo o si se disminuye la distancia entre él y el subreflector, el tamaño del subreflector puede reducirse sin producir pérdidas de desbordamiento (este concepto se aborda posteriormente) de la radiación proveniente del alimentador. Sin embargo, como se observa en la Figura 2.6, tener un subreflector demasiado pequeño puede desembocar que el alimentador origine mayor sombra sobre la iluminación del reflector que la creada por el subreflector.

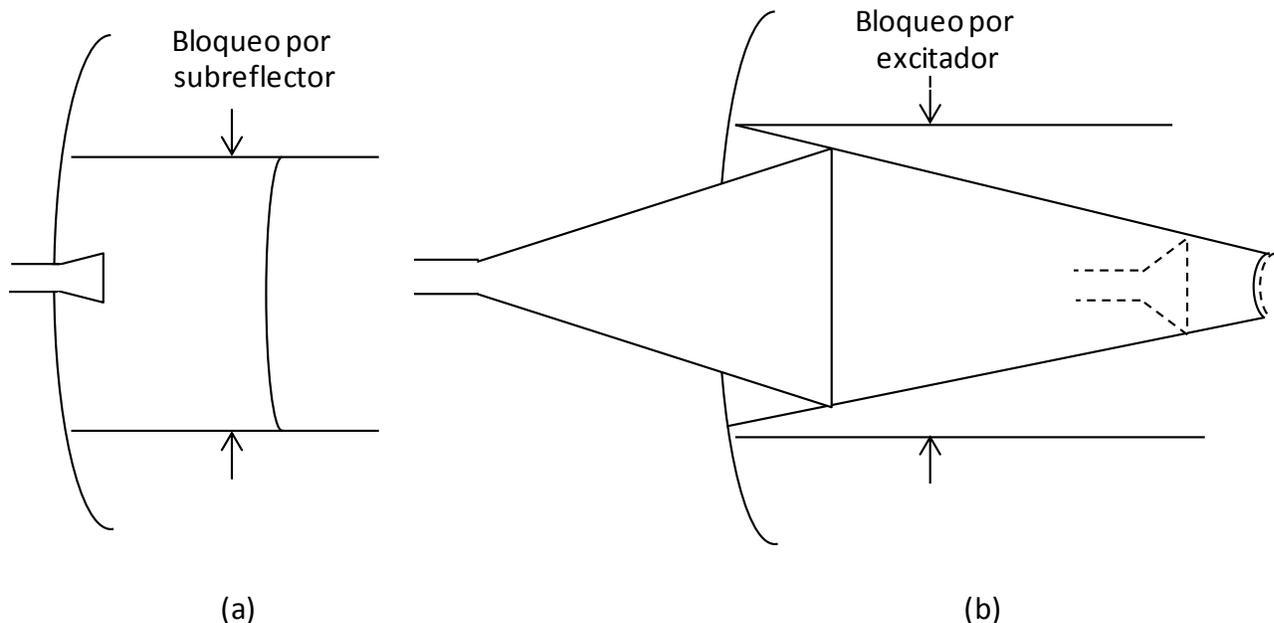


Figura 2-6 Sombra producida por el subreflector a) aumentando su tamaño y b) reduciendo su tamaño.

La situación en que no predomina la sombra del subreflector ni la del alimentador, es conocida como condición de bloqueo mínimo. En la Figura 2.7 se simula la situación de bloqueo mínimo, además se tienen una ecuación que indican de forma aproximada, las relaciones entre algunos parámetros.

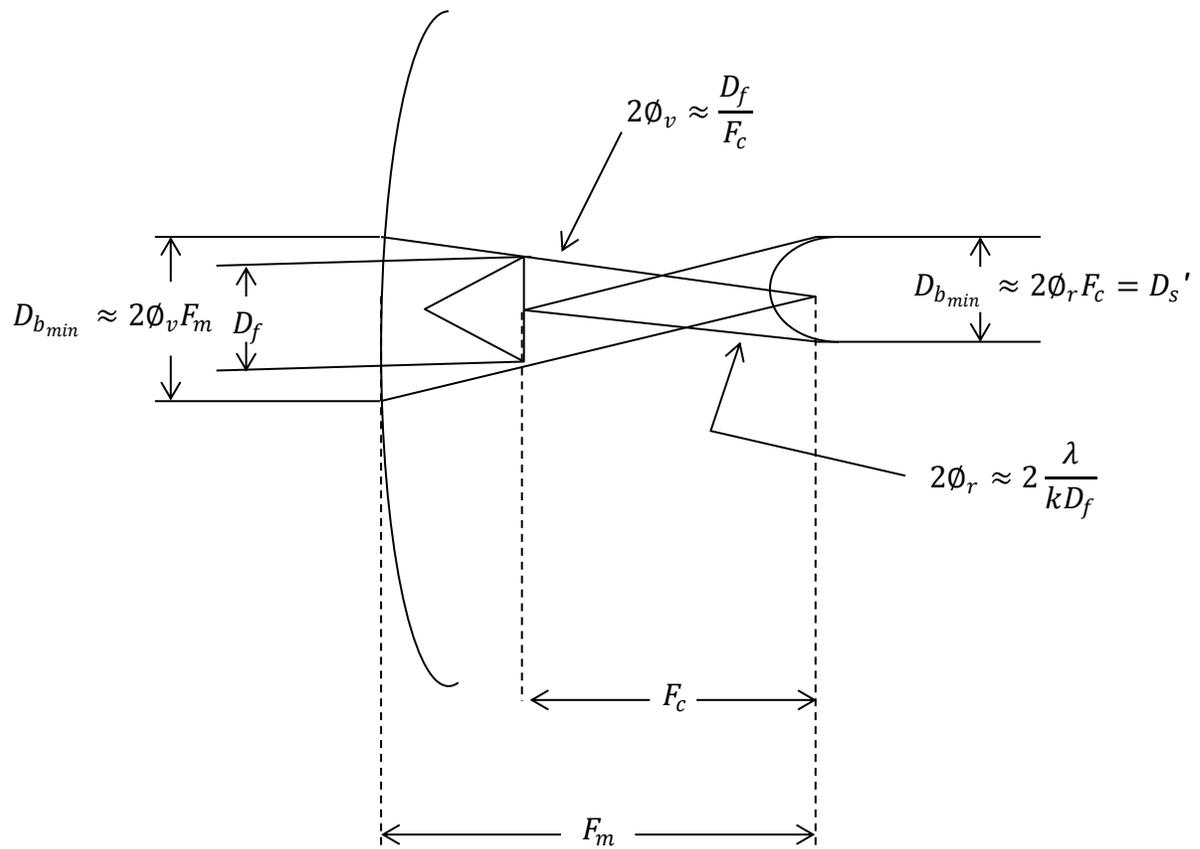


Figura 2-7 Condición de mínimo bloqueo.

Combinando estas ecuaciones se obtiene la relación para la situación de mínimo bloqueo,

$$\frac{F_c}{F_m} \cong \frac{1}{2} \frac{\pi D_f^2}{F_c \lambda} \cong \frac{D_f}{D'_s} \quad (2.9)$$

donde D'_s es el diámetro físico del subreflector y D_f es el diámetro de la apertura del alimentador.

2.1.6 Propuesta geométrica del diseño de la antena.

Con la idea de realizar una propuesta inicial para diseñar una antena con doble arreglo reflectivo, se considera:

- Un alimentador con un diámetro de 2.18 cm (D_f) y un ancho de haz en -10 dB de 45° ($\phi_r = 22.5^\circ$), además dicho alimentador trabaja a una frecuencia central de 50 GHz.

- Un reflector con un diámetro 9 cm (D_m), el diámetro del reflector está restringido por las limitaciones técnicas del equipo tecnológico utilizado en el proceso de fabricación, pues se puede trabajar en un espacio de 4 x 4 pulgadas.
- Además se utiliza una relación $F_m/D_m=0.4$ la cual se encuentra entre valores prácticos de esta relación que van de 0.2 a 1. Dicha relación otorga una longitud focal del reflector principal de 3.6 cm (F_m).

Partiendo de las consideraciones anteriores y el análisis de la antena Cassegrain, se calculan los parámetros restantes de la geometría de la antena.

Para calcular el ángulo que tiene su origen en el centro del subreflector y se forma entre el centro de la superficie reflector y el borde del mismo, se utiliza la siguiente ecuación:

$$\phi_v = \tan^{-1} \frac{1}{2} \frac{D_m}{F_m} = 51.34^\circ \quad (2.10)$$

Considerando que centro de fase del alimentador está colocado sobre el reflector principal, se calcula el diámetro del subreflector:

$$D_s = 2 F_m \tan \phi_r \approx 2.98 \text{ cm} \quad (2.11)$$

Pero si se considera que el centro de fase de la onda de alimentación se encuentra 0.5 cm antes de la apertura del alimentador el valor de la distancia focal se modifica, quedando:

$$F_m = 4.1 \text{ cm} \quad (2.12)$$

Resolviendo las nuevamente las ecuaciones 2.10 y 2.11, se tiene,

$$\phi_v = \tan^{-1} \frac{1}{2} \frac{D_m}{F_m} = 47.66^\circ \quad (2.13)$$

$$D_s = 2 F_m \tan \phi_r \approx 3.39 \text{ cm} \quad (2.14)$$

El considerar que el centro de fase no se encuentra en la apertura de la antena de alimentación, provoca el diámetro del subreflector aumente, elevándose también el bloqueo producido por el subreflector. Así que debe cuidarse el valor de la distancia focal pues al incrementarse esta, también lo hará el diámetro del subreflector.

2.2 Arreglos reflectivos basados en anillos ranurados con cargas reactivas.

Generalmente en las antenas Cassegrain se utilizan reflectores, sin embargo, se propone utilizar arreglos reflectivos para sustituir dichos reflectores, esto con la idea de reducir el perfil y aumentar la eficiencia de la antenna (al reducir el bloqueo).

En [8] investigaron los elementos de tipo espirafase basados en anillos ranurados y en [7] los anillos ranurados con cargas reactivas. Dichas investigaciones revelaron que estos elementos muestran un mejor ancho de banda en comparación con los elementos clásicos de tipo espirafase dipolo/espirales, así como una mejor adecuación para obtener grandes ángulos de escaneo. Estos resultados se validaron experimentalmente en [6], logrando un escaneo de hasta 60° . Por lo tanto, en este trabajo se utilizan los anillos ranurados con cargas reactivas como los elementos reflectivos de la antenna.

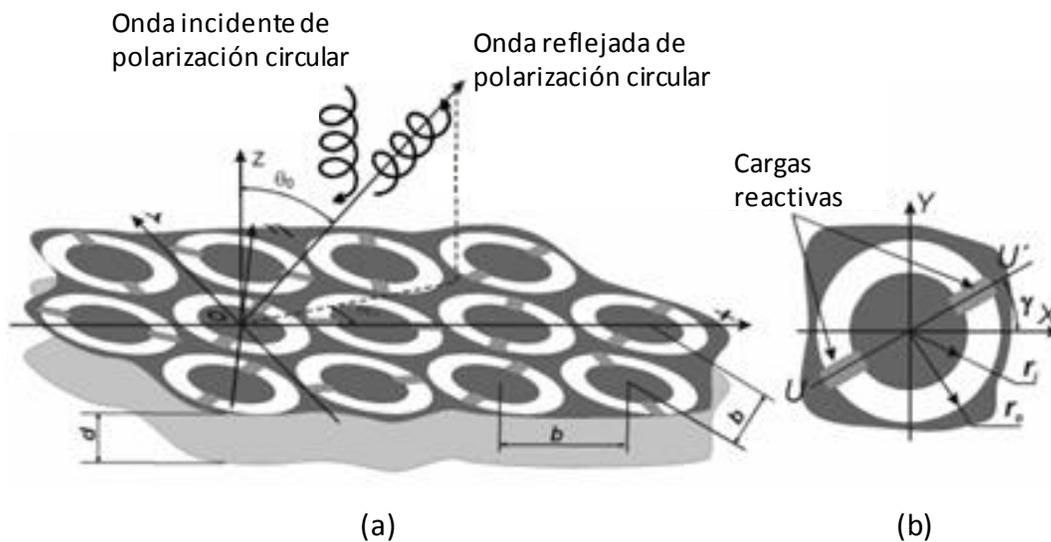


Figura 2-8 a) Arreglo reflectivo basado en anillo ranurados con cargas reactivas. b) Elemento del arreglo reflectivo [6].

Un arreglo reflectivo con elementos basados en anillos ranurados con cargas reactivas es mostrado en la Figura 2.8a. Donde los elementos reflectivos son impresos en un sustrato dieléctrico con permitividad de ϵ_r y un espesor t , dichos elementos están situados en los nodos de una rejilla periódica. En tanto, que la geometría del elemento se muestra en la Figura 2.8b, donde los radios interior y exterior de la ranura del anillo son iguales a r_i y r_o , respectivamente, y las cargas reactivas con reactancia x_{id} son instaladas en la ranura del anillo a lo largo del eje $U-U'$. La posición angular del eje $U-U'$ es determinado por el

ángulo γ con respecto al eje x . Una pantalla de metal es instalada a una distancia d detrás del anillo.

Se considera que este arreglo está iluminado por una fuente que produce una onda incidente plana, de polarización circular, que se propagan hacia el arreglo, la cual puede ser descrita como:

$$\bar{E}_i = E_0(\bar{a}_x + j\bar{a}_y)e^{jkz} \quad (2.15)$$

donde \bar{E}_i es la onda incidente, E_0 es la magnitud de la onda incidente, \bar{a}_x y \bar{a}_y son los vectores unitarios en dirección x y y , respectivamente, mientras k es el número de onda y z es la dirección de propagación.

En el caso de la onda reflejada, puede ser descrita como la suma de dos ondas polarizadas circularmente:

$$\bar{E}_r = 0.5E_0e^{2j\gamma}(\Gamma_{||} - \Gamma_{\perp})(\bar{a}_x - j\bar{a}_y)e^{-jkz} + 0.5E_0(\Gamma_{||} + \Gamma_{\perp})(\bar{a}_x + j\bar{a}_y)e^{-jkz} \quad (2.16)$$

donde \bar{E}_r es la onda reflejada, $\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp} son los coeficientes de reflexión de las componentes paralela y perpendicular a las cargas, respectivamente.

Se puede ver que el primer término de la onda reflejada, tiene la misma polarización circular que la onda incidente y la fase depende de la posición angular γ de las cargas; mientras que el segundo término tiene polarización circular pero en sentido de rotación contrario al de la onda incidente, y representa la componente de polarización cruzada, además la fase de esta componente no depende de γ , así que también se le conoce como onda no contralada. Por lo que, para controlar la fase de la onda reflejada, es necesario eliminar la componente de polarización cruzada, lo cual se consigue cumpliendo la siguiente condición

$$\Gamma_{||} = -\Gamma_{\perp} \quad (2.17)$$

De acuerdo con la ecuación 2.17, el elemento reflectivo debería proporcionar una diferencia de fase de 180° entre las dos componentes ortogonales de la onda reflejada, para eliminar el segundo término de la ecuación y así tener control sobre la fase de la

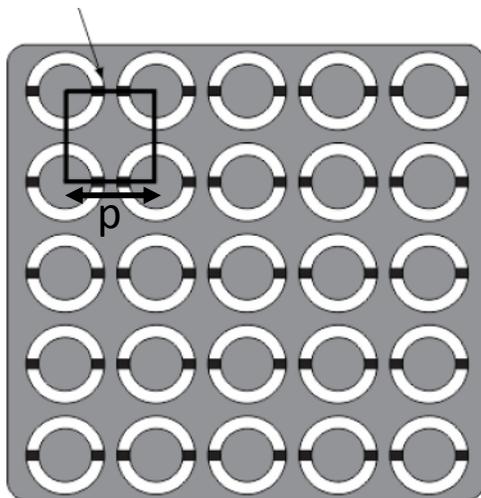
onda reflejada. Cuando la condición anterior se cumple, aparece un desplazamiento de fase de 2γ en la onda reflejada.

2.3 Distribución triangular de los elementos reflectivos.

Una cuestión fundamental al crear un arreglo reflectivo, es la selección del modo de disposición de los elementos radiantes en la superficie. Los modos de disposición más difundidos son: a) el modo de distribución rectangular, b) el modo de distribución triangular (hexagonal). Estas distribuciones se caracterizan por la disposición uniforme de los radiadores en el plano, es decir, a cada radiador del arreglo reflectivo le corresponde igual parte de área de la superficie: el rectángulo de área $A_{el} = d_x d_y$ para la distribución rectangular y el hexágono de área $A_{el} = \frac{\sqrt{3}}{2} p^2$ para la distribución triangular, donde p es el periodo; ambas distribuciones se pueden visualizar en la Figura 2.9.

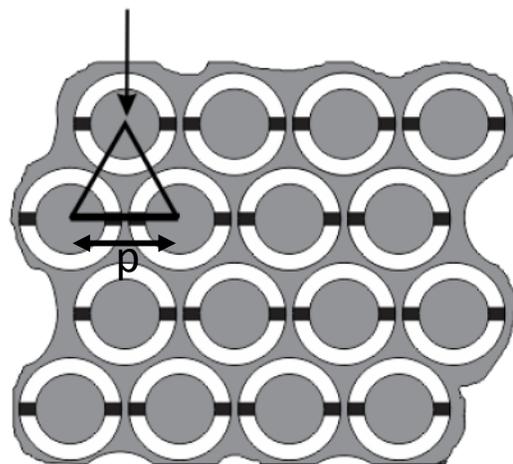
Al utilizar la distribución triangular el número total de elementos puede disminuirse en un 13% con respecto al número de elementos de la distribución rectangular, así que reduce costos. Además, se ha encontrado que la distribución triangular posee mejor eficiencia comparada con la distribución rectangular [3].

Distribución cuadrangular de los elementos



(a)

Distribución triangular de los elementos



(b)

Figura 2-9 Distribución de los elementos reflectivos (a) Cuadrada b) Triangular [7].

2.4 Eficiencia de apertura.

Para conocer si el diseño del arreglo reflectivo es bueno, se debe analizar la eficiencia de apertura del mismo. Por lo tanto, es indispensable conocer que la eficiencia de apertura es generalmente producto de:

1. La fracción de la potencia total radiada por el alimentador, interceptada y colimada por la superficie reflectante (generalmente conocida como eficiencia de desbordamiento ϵ_s)
2. La uniformidad en la distribución de la amplitud del patrón de radiación del alimentador sobre la superficie del reflector (conocida como eficiencia de iluminación ϵ_t)
3. La uniformidad de la fase del campo sobre la apertura (conocida como eficiencia de fase ϵ_p)
4. Uniformidad en la polarización del campo sobre la superficie (Eficiencia de polarización ϵ_x)
5. Eficiencia de bloqueo ϵ_b
6. Eficiencia de error aleatorio ϵ_r sobre la superficie del reflector.

Por lo tanto, en general la eficiencia de apertura se calcula como:

$$\epsilon = \epsilon_s \epsilon_t \epsilon_p \epsilon_x \epsilon_b \epsilon_r \quad (2.18)$$

Como ya vimos la eficiencia del arreglo reflectivo es la combinación de diversos factores de pérdidas, pero los dos factores principales que contribuyen a la eficiencia son la eficiencia de desbordamiento y la de iluminación, esto se debe a que el patrón de alimentación depende de estas pérdidas, por lo que, se debe tener un compromiso entre ambas eficiencias. Pues una muy alta eficiencia de desbordamiento puede ocasionar un patrón de haz estrecho con lóbulos menores bajos, a expensas de una eficiencia de iluminación muy baja.

Así que, la eficiencia de desbordamiento y de iluminación serán consideradas para diseñar el arreglo reflectivo, además se considerará la eficiencia de bloqueo, debido a que se pretende que el arreglo reflectivo sea de algunos centímetros y por lo tanto, las pérdidas de bloqueo pueden ser considerables.

2.4.1 Eficiencia de desbordamiento (Spillover).

La eficiencia de desbordamiento es la pérdida de la ganancia debida a la radiación fuera del reflector, está definida como la relación de potencia radiada por el alimentador que llega al reflector, y la potencia total radiada por el mismo. Dicha eficiencia depende del ángulo θ_0 .

Considerando un alimentador con patrón de radiación simétrico, la eficiencia de desbordamiento se calcula como:

$$\epsilon_s = \frac{\int_0^{\theta_0} G_f(\theta') \sin(\theta') d\theta'}{\int_0^\pi G_f(\theta') \sin(\theta') d\theta'} \quad 2.19$$

donde $G_f(\theta')$ es el patrón de radiación y θ_0 es el ángulo que tiene como origen al alimentador y se forma entre el centro de la superficie reflectante y el borde del mismo, esto se puede visualizar mejor en la Figura 2.10.

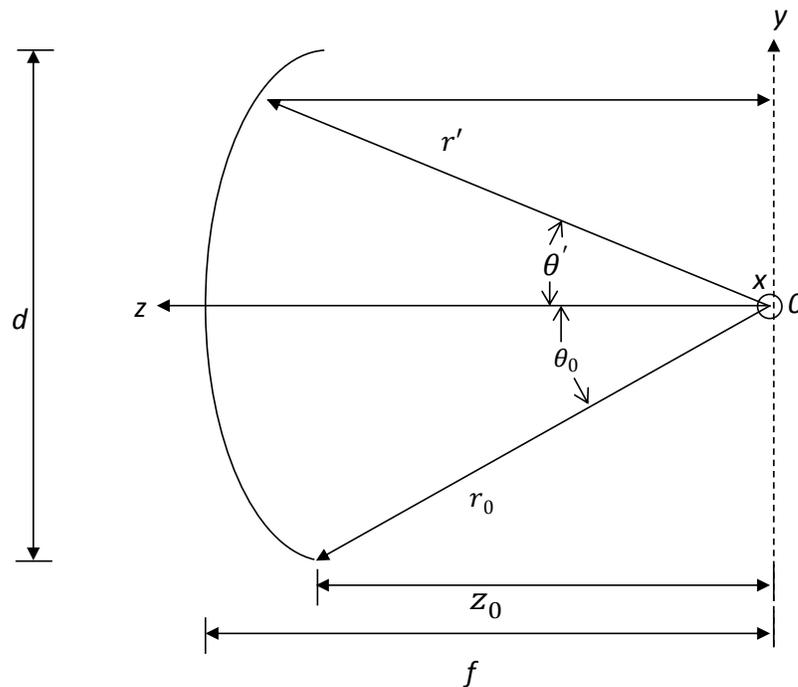


Figura 2-10 Configuración de un reflector.

2.4.2 Eficiencia de iluminación (Taper).

La eficiencia de iluminación son las pérdidas de ganancia relacionadas con la distribución no uniforme de la iluminación en la apertura. Y al igual que la eficiencia de desbordamiento es función del ángulo (θ_0) y del patrón de alimentación del reflector $G_f(\theta')$ y se calcula como:

$$\epsilon_t = 2 \cot^2 \left(\frac{\theta_0}{2} \right) \frac{\left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta')} \tan \left(\frac{\theta'}{2} \right) d\theta' \right|^2}{\int_0^\pi G_f(\theta') \sin(\theta') d\theta'} \quad 2.20$$

2.4.3 Eficiencia de bloqueo.

La directividad puede disminuir debido al efecto de sombra del alimentador o del subreflector. Está definida como la relación entre las directividades o las áreas efectivas de la antena con bloqueo y sin bloqueo.

2.5 Conclusiones.

Tras realizar el desarrollo teórico del diseño del arreglo reflectivo, se concluyó que:

- La presencia de dos reflectores en una antena, permite que se tenga mayor posibilidad de adaptar su patrón de radiación; lo cual es crucial en los arreglos reflectivos.
- Entre más grande es el diámetro del reflector principal mayor será la ganancia, pero no se deben olvidar otras consideraciones como: la anchura del haz y el nivel de lóbulos laterales, además de motivos de tipo económico y en nuestro caso, cuestiones del proceso de fabricación.
- La limitación principal de tener dos superficies reflectoras, se debe a que el subreflector causa sombra en el reflector, provocando una disminución en la ganancia y un aumento en el nivel de lóbulos laterales. Esta limitante no se puede evitar, pero se procura controlar diseñando la antena considerando la condición de mínimo bloqueo, es decir, se busca que la sombra provocada por el subreflector sea la menor posible; esto se consigue modificando la geometría.
- Los elementos reflectivos basados en anillos ranurados con cargas reactivas, presentan buena estabilidad en frecuencia, con respecto al ángulo de incidencia, y

amplio ancho de banda; así que son considerados para obtener grandes ángulos de escaneo en los arreglos reflectivos.

- En los elementos reflectivos se debe lograr una diferencia de fase de 180° entre los coeficientes de reflexión ($\Gamma_{||}$ y Γ_{\perp}), de esta manera es posible controlar la fase de la onda reflejada variando la posición angular de las cargas. Apareciendo así, un desplazamiento de fase en la onda reflejada de dos veces la posición angular de las cargas en los anillos.
- Si la distribución de los elementos reflectivos es triangular, se disminuye el número de elementos en un 13%, respecto a la distribución rectangular. Además, se ha encontrado que la distribución triangular también posee mejor eficiencia.
- Para conocer el desempeño del diseño, se debe tener un parámetro que indique su capacidad para cumplir adecuadamente su función, el parámetro a utilizar es la eficiencia de apertura, la cual es la combinación de diversos factores de pérdidas, pero los dos factores principales son la eficiencia de desbordamiento y la de iluminación, por lo que, se debe tener un compromiso entre ambas eficiencias.

2.6 Referencias.

[1] Peter W. Hanna, *Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope*, IRE Transactions on Antennas and Propagation, 1960.

[2] Constantine A. Balanis *Antenna Theory, Analysis and Design*, Ed. Wiley-Interscience, 3rd Edition, 2005.

[3] G.T., Sazónov, D.M.; Grdian, A., (trad.) Márkov (Autor), *Antenas*, Ed. URSS, 1994.

[4] C. Granet, *Designing Axially symmetric Cassegrain or Gregorian Dual-Reflector Antennas from Combinations of Prescribe Geometric Parameters, Part 2: Minimum Blockage Condition While Taking into Account the Phase-Center of the feed*, IEEE Antennas & Propagation, Vol. 40, no. 2, pp. 76 – 82, Jun 1998.

[5] Manuel L, Gordillo Florencio, *Antena Cassegrain*, Colegio Oficial de Ingenieros en Telecomunicaciones, Madrid, 20

[6] Jovanni Silva-Montero, José I. Martínez-López, Jorge Rodríguez Cuevas and Alexander E. Martynyuk, *Spiraphase-Type Reflectarray for Large Reflection Elevation Angles*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Sep 2015.

[7] Jovanni Silva Montero, *Arreglo Reflectivo basado en anillos ranurados con Cargas*, Tesis para otorgar el grado de maestro en ingeniería, UNAM FI, 2012.

[8] A. E. Martynyuk and J.I. M. Lopez, *Reflective antenna arrays based on shorted ring slots* IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Phoenix, AZ, June 2001, pp. 1379-1382.

[9] A.E. Martynyuk, J.I. Martínez López, N.A. Martynyuk, *Spiraphase-type reflectarrays based on loaded ring slot resonators*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 52, Issue: 1 , pp. 142 – 153, Jan. 2004.

Capítulo 3 Diseño de la antena.

Para lograr que el diseño propuesto de la antena alcance su máxima eficiencia de apertura, se realiza la optimización de las características físicas de la antena.

Para realizar la optimización se requiere tener:

- El patrón de radiación del alimentador (sección 3.1), y
- El patrón de radiación del elemento del arreglo reflectivo (sección 3.2.3).

Posteriormente, se establecen las variables que se toman en cuenta para maximizar la eficiencia de apertura de la antena, que son:

- La distancia del centro de fase del alimentador al centro del arreglo reflectivo del subreflector.
- El radio del arreglo reflectivo del subreflector y del reflector, y.
- Los ángulos de los giros de las cargas de los elementos de los arreglos reflectivos del subreflector.

A continuación, se calcula el campo eléctrico en cada elemento del subreflector y reflector, estos cálculos se utilizan para estimar pérdidas por desbordamiento o por iluminación.

Finalmente, para estimar la eficiencia de apertura de la antena se realiza el cálculo de las siguientes eficiencias:

- Eficiencia de desbordamiento (spillover) en el arreglo reflectivo del subreflector (sección 2.4.1).
- Eficiencia de iluminación (taper) en el arreglo reflectivo del reflector (sección 2.4.2),
- Eficiencia de desbordamiento (spillover) en el arreglo reflectivo del reflector (sección 2.4.1).

3.1 Patrón de radiación del alimentador.

El alimentador que se va a utilizar es una corneta corrugada escalar con una frecuencia de operación de 50 GHz, una ganancia de 17.4 dB, una abertura circular con diámetro exterior de 21.8 mm y un ancho de haz en -10 dB de 45°.

Otra característica importante del alimentador es su patrón de radiación, el cual es proporcionado por el fabricante (QuinStar Technology, Inc.) y se muestra en la Figura 3.1.

En el patrón de radiación del alimentador, se observa que la potencia radiada para ambas polarizaciones es muy parecida, por lo que, para simplificar el análisis se consideran iguales. Mientras que la polarización cruzada está por debajo de -30 dB en ambas polarizaciones.

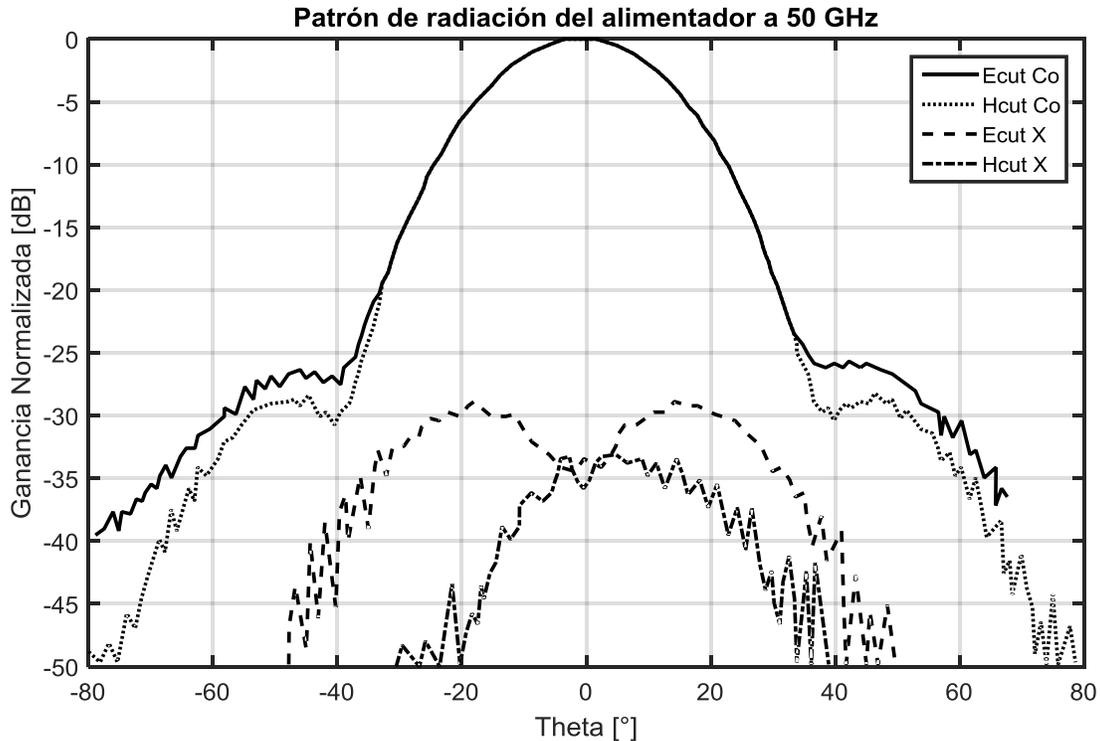


Figura 3-1 Patrón de radiación del alimentador a 50 GHz [1].

Para iniciar la optimización del diseño de la antena, se debe ser capaz de expresar el patrón de radiación del alimentador con una expresión matemática.

Una forma de representar el patrón de radiación de una corneta se maneja en [2], donde en lugar de introducir fórmulas complejas, se hace uso de los resultados de S. Silver (1949). En los resultados de S. Silver, se considera que el patrón de radiación del alimentador es simétrico circularmente, no radia en la región trasera y está definido por:

$$G_f(\theta') = \begin{cases} G_0^{(n)} \cos^n(\theta') & 0 \leq \theta' \leq \pi/2 \\ 0 & \pi/2 < \theta' \leq \pi \end{cases} \quad (3.1)$$

Por lo general, la corneta no tiene un patrón exactamente igual al anterior, pero se puede aproximar así, utilizando la función anterior para un cierto valor de n .

La constante $G_0^{(n)}$ puede ser determinada con la relación:

$$G_0^{(n)} = 2(n + 1) \quad (3.2)$$

Partiendo del patrón de radiación dado por el fabricante y con ayuda de las ecuaciones anteriores se formula la función que representa el patrón de radiación del alimentador, la cual es la siguiente:

$$G_{alimentador}(\theta') = 44.66 \cos^{21.33}(\theta') \quad (3.3)$$

En la Figura 3.2 se observa el patrón de radiación del alimentador proporcionado por el fabricante (azul) y el resultante de la expresión de la ecuación 3.3 (naranja); al compararlos es claro que no son idénticos; pero se logra una buena aproximación para realizar el análisis de diseño.

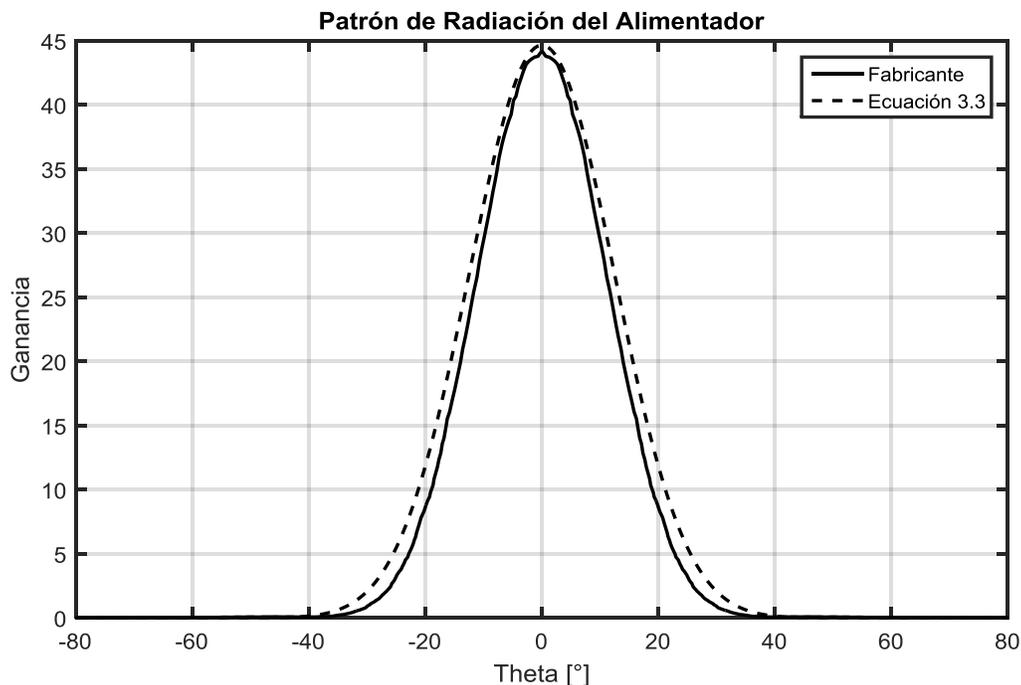


Figura 3-2 Patrón de radiación del alimentador dado por el fabricante (azul) y el obtenido por la expresión de la ecuación 3.3 (naranja).

3.2 Diseño del arreglo reflectivo.

Como se revisó previamente (sección 1.1), los elementos radiantes reciben la potencia del alimentador y son los encargados de radiar de manera adecuada la potencia hacia el reflector principal, actuando como una sola antena.

Para diseñar el arreglo reflectivo, primero se debe realizar el diseño de cada elemento radiante. Cabe recordar que se escogieron elementos tipo espirafase ubicados en los nodos de la malla triangular.

Para el diseño de cada elemento del arreglo reflectivo se utilizan dos herramientas computacionales, la primera es Microwave Office, donde se simulan los circuitos eléctricos y la segunda es CST Studio Suite, que permite desarrollar la simulación electromagnética.

El diseño de los elementos se realizó para una frecuencia de operación de 50 GHz y buscando alcanzar un amplio ancho de banda.

3.2.1 Optimización eléctrica del arreglo reflectivo.

Para iniciar con el diseño, se debe retomar la ecuación 2.16, la cual como ya se mencionó tiene dos tipos de onda, la onda sobre la que se tiene control de su fase "onda controlada" (primer término de la ecuación) y la onda de la cual no se tiene control de su fase "onda no controlada" (segundo término de la ecuación), esta última se conoce también como polarización cruzada.

Para poder controlar la fase de la onda reflejada se debe cumplir $\Gamma_{||} = -\Gamma_{\perp}$, es decir, lograr una diferencia de fase de 180° entre el coeficiente de reflexión de la componente paralela a las cargas y el coeficiente de reflexión de la componente perpendicular a las cargas. Si se cumple la condición anterior se elimina la polarización cruzada y en consecuencia aumenta la magnitud de la onda controlada.

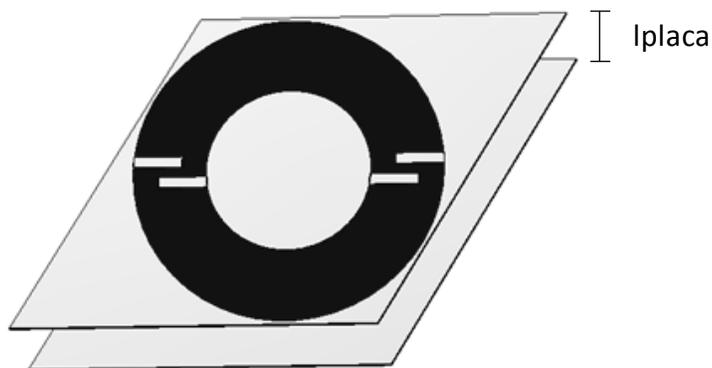


Figura 3-3 Elemento del arreglo reflectivo.

La geometría de la Figura 3.3, puede ser representada por un par de circuitos eléctricos equivalentes, los cuales se obtienen de la siguiente forma:

- La parte central y exterior del anillo es equivalente a tener dos placas metálicas, es decir, se tiene una capacitancia (C),
- La zona exterior del anillo corresponde a una inductancia (L),
- La distancia a la cual se encuentra la placa de metal de la celda unitaria (l_{placa}), es equivalente a una línea de transmisión con una longitud eléctrica " θ ",
- La placa metálica corresponde a un corto circuito, y
- Los dos pares de ranuras (cargas capacitivas) se representan con una capacitancia (C_1)

Así, el circuito eléctrico equivalente para la polarización perpendicular a las cargas capacitivas es el mostrado en la Figura 3.4a. Y para el caso de la polarización paralela a las cargas capacitivas es el circuito eléctrico equivalente de la Figura 3.4b

La diferencia de fase entre las dos polarizaciones se buscará sea de 180° para un amplio rango de frecuencias, para conseguirlo se optimizan los circuitos eléctricos equivalentes.

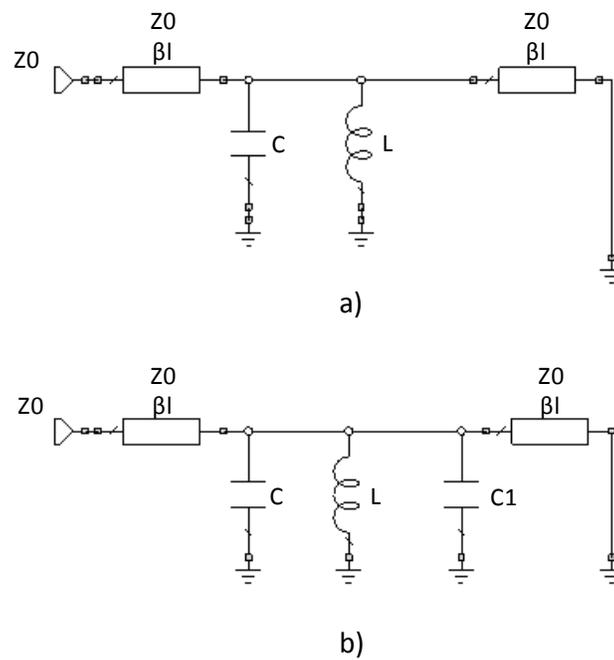


Figura 3-4 Circuito eléctrico equivalente de cada elemento del arreglo reflectivo para la componente perpendicular (a) y paralela (b) a las cargas.

Una vez optimizados los circuitos eléctricos equivalentes de la Figura 3.4, el siguiente paso es trasladar los circuitos eléctricos a su representación física en el simulador electromagnético; sin embargo esto no es tan sencillo, pues los resultados de los circuitos eléctricos no siempre tienen una geometría real en el simulador electromagnético.

Para poder trasladar los circuitos eléctricos equivalentes al simulador electromagnético, se deben colocar restricciones de los valores que puede tomar la capacitancia C y la inductancia L de los circuitos.

Como consecuencia de la optimización de estos circuitos eléctricos equivalentes, se obtienen los valores de la Tabla 3.1.

Tabla 3-1 Valores de los elementos eléctricos.

Parámetro	Valor
C	13 fF
$C1$	18 fF
L	459 pH
βl	97.25°
$Z0$	$120\pi \Omega$

Como resultado de la optimización, la fase del coeficiente de reflexión de la polarización perpendicular (azul) y de la polarización paralela (rosa) tienen comportamiento lineal en un amplio rango de frecuencias, lo cual es positivo pues la diferencia entre ellas no va a variar considerablemente.

La diferencia de fase proveniente de la optimización es de $180 \pm 10^\circ$ de 45.5 a 54.5 GHz.

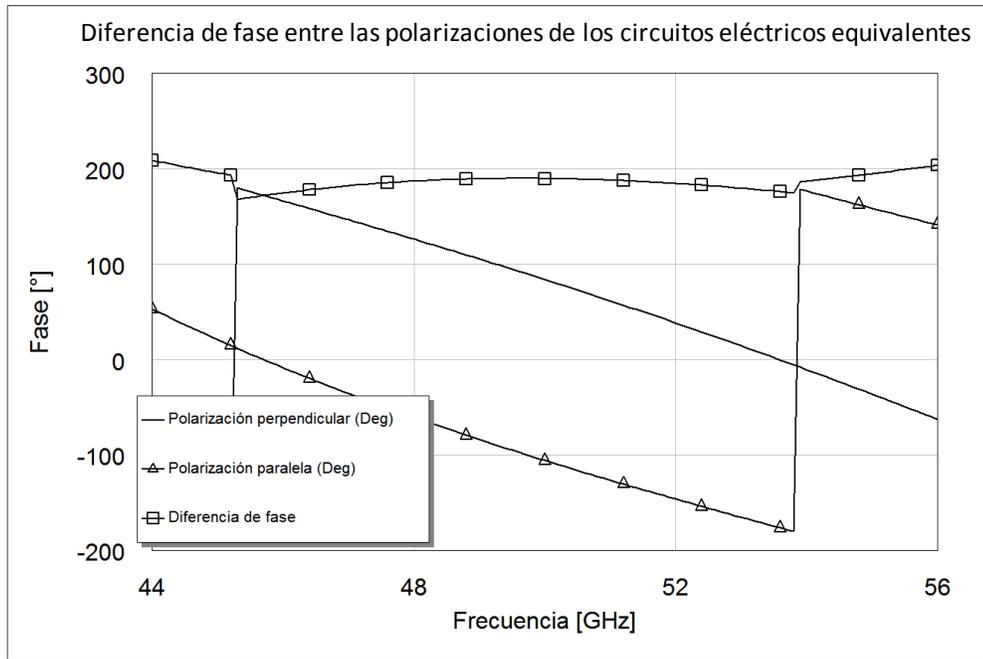


Figura 3-5 Diferencia de fase entre las polarizaciones de los circuitos eléctricos equivalentes.

Lo ideal es tener una diferencia de fase de 180° entre los coeficientes de reflexión de la componente perpendicular y la paralela, pero se debe tener claro que no es posible conseguirlo para un gran ancho de banda; por lo tanto, se debe permitir una tolerancia en el error de la diferencia de fase ($\Delta\varphi$).

Para tener idea de que tan grande puede ser la tolerancia en el error de fase, se calcula el nivel de polarización cruzada, esto con ayuda de la ecuación 3.4 y los resultados se plasman en la Tabla 3.2.

$$\text{Nivel de polarización cruzada} = -20 \log \left(\frac{1 + e^{i\Delta\varphi}}{2} \right) \quad (3.4)$$

Tabla 3-2 Nivel de polarización cruzada respecto al error de fase entre la componente paralela y perpendicular a las cargas capacitivas.

Nivel de Polarización cruzada [dB]	Error de la diferencia de fase [°]
-324.6	0
-37.66	2
-32.05	4
-28.81	6
-26.54	8
-24.80	10
-23.38	12
-22.19	14
-21.16	16
-20.25	18
-19.45	20

De la Tabla 3.2 se concluye que tener un error en la diferencia de fase de 20° ya no es tolerable, pues se plantea tener un nivel de polarización cruzada menor a los -20 dB.

3.2.2 Optimización electromagnética del arreglo reflectivo.

Para realizar la simulación electromagnética se establece 50 GHz como frecuencia central y que el espesor del cobre utilizado para la fabricación del arreglo reflectivo es de 17 μm. Además se considera que los elementos están ubicados en los nodos de la malla triangular (Fig. 3.7).

A causa de la distribución triangular [3], la forma geométrica del elemento es un paralelogramo cuya área se calcula con ayuda de:

$$A = \frac{\sqrt{3}}{2} p^2 \quad (3.5)$$

donde p es la medida de la base se paralelogramo (periodo) y se calcula como:

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8 [m/s]}{50 \times 10^9 [Hz]} = 6 \text{ mm} \quad (3.6)$$

$$p = \frac{\lambda}{\sqrt{3}} = 3.4641 \text{ mm} \quad (3.7)$$

Considerando lo anterior, la altura del elemento es,

$$h = \frac{A}{p} = \frac{\sqrt{3}}{2} p = 2.9999 \text{ mm} \quad (3.8)$$

Al tener las medidas de la celda unitaria (Figura 3.6), se inicia la simulación electromagnética.

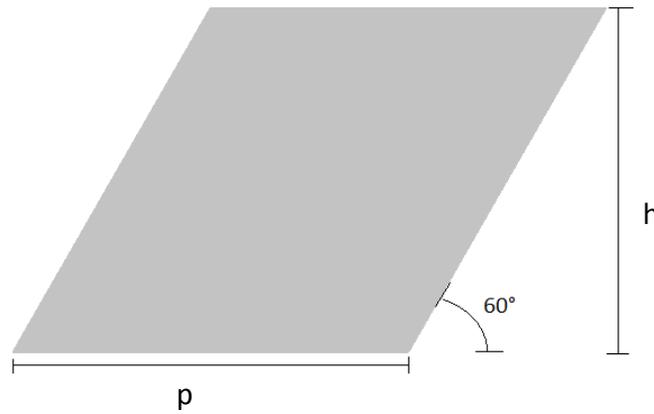


Figura 3-6 Medidas de la celda unitaria del arreglo reflectivo.

Para trasladar los circuitos eléctricos equivalentes al arreglo reflectivo, se realiza el siguiente procedimiento:

- Para obtener las medidas del anillo y de las ranuras de las cargas capacitivas, se utilizan los coeficientes de reflexión (paralelo y perpendicular) de la optimización de los circuitos eléctricos de la Figura 3.4, pero sin los cortos circuitos finales, es decir, los circuitos se convierten en circuitos transmitivos.
- Con lo anterior, se tiene una primera aproximación del arreglo reflectivo, pero los resultados no son iguales a los de los circuitos eléctricos. Así que se trasladan los resultados del simulador electromagnético a los circuitos eléctricos, para ser nuevamente optimizados y posteriormente regresar a su correspondiente electromagnético, el procedimiento anterior se repite hasta que ya no se encuentren mejoras en el ancho de banda en el simulador electromagnético.

- Posteriormente se coloca la placa metálica, donde una primera aproximación de la distancia entre la celda unitaria y la placa, se obtiene de la longitud eléctrica " βl " de los circuitos eléctricos equivalentes, donde

$$\beta l = 97.25^\circ = \frac{97.25^\circ \pi}{180^\circ} = 1.64733 \text{ mm} \quad (3.9)$$

- Finalmente se realiza la optimización del arreglo reflectivo en el simulador electromagnético, la estructura final se muestra en la Figura 3.7.

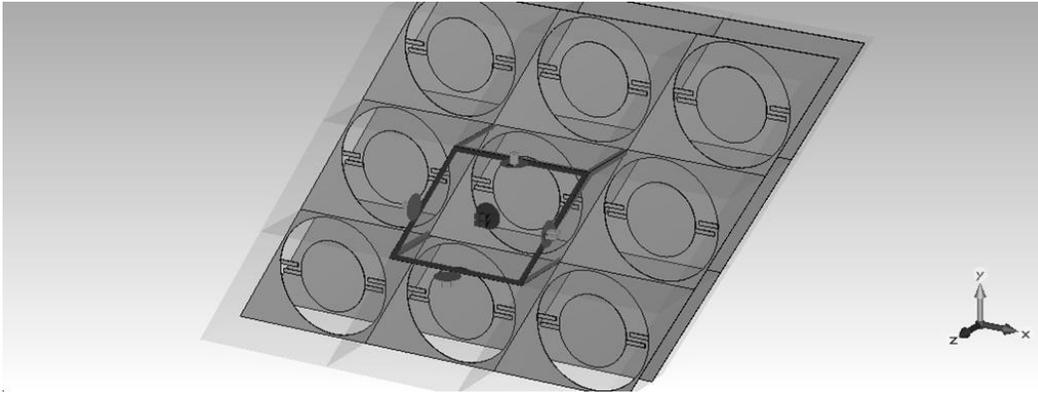


Figura 3-7 Estructura final del arreglo reflectivo con distribución triangular.

En la optimización realizada en el simulador electromagnético, el objetivo es que el nivel de la onda no controlada tenga una magnitud menor a los -20 dB en el mayor ancho de banda posible.

Las dimensiones físicas del elemento del arreglo reflectivo arrojadas por el simulador, son las mostradas en la Tabla 3.3, para revisar a que parámetros se refiere, se puede consultar la Figura 3.8.

Tabla 3-3 Dimensiones físicas del elemento reflectivo.

Parámetro	Valor [mm]
gs	0.1
ds	0.1
Ls	0.46
ri	0.87
ro	1.45
lplaca	1.24

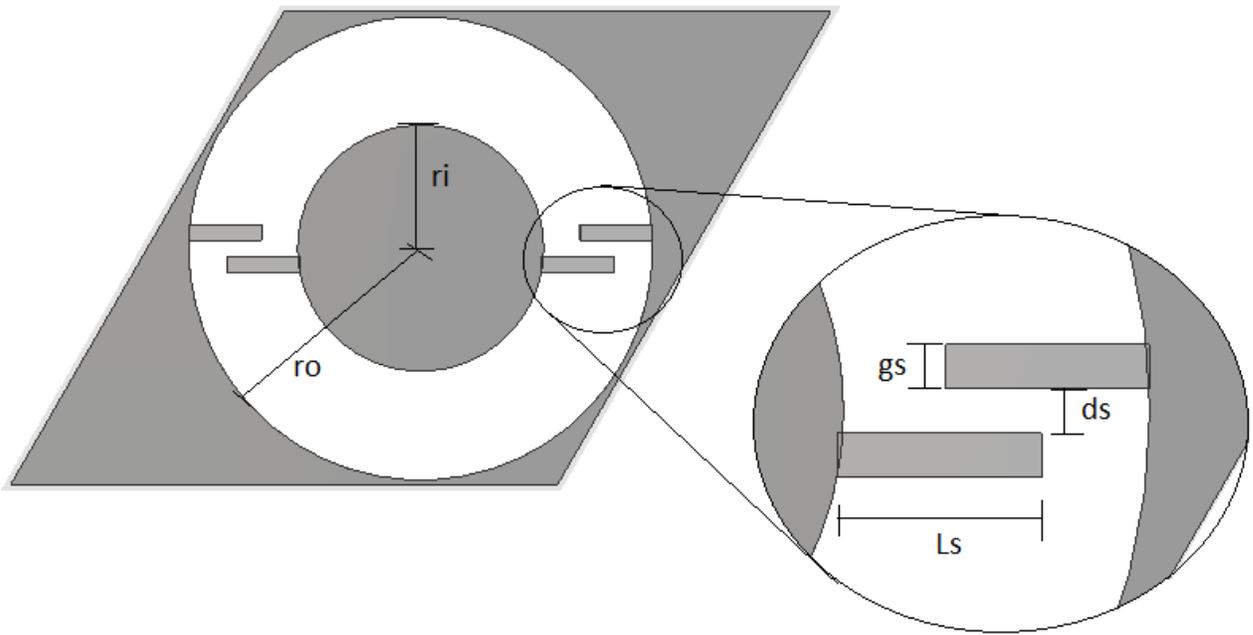


Figura 3-8 Parámetros de cada elemento del arreglo reflectivo.

Con la optimización electromagnética se logró que de 45.22 a 54.74 GHz el nivel de la onda de polarización cruzada no supere los -20 dB, lo anterior puede ser mirado en la Figura 3.9. Es importante recalcar que la simulación se realiza considerando que es un arreglo con un número de elementos infinito.

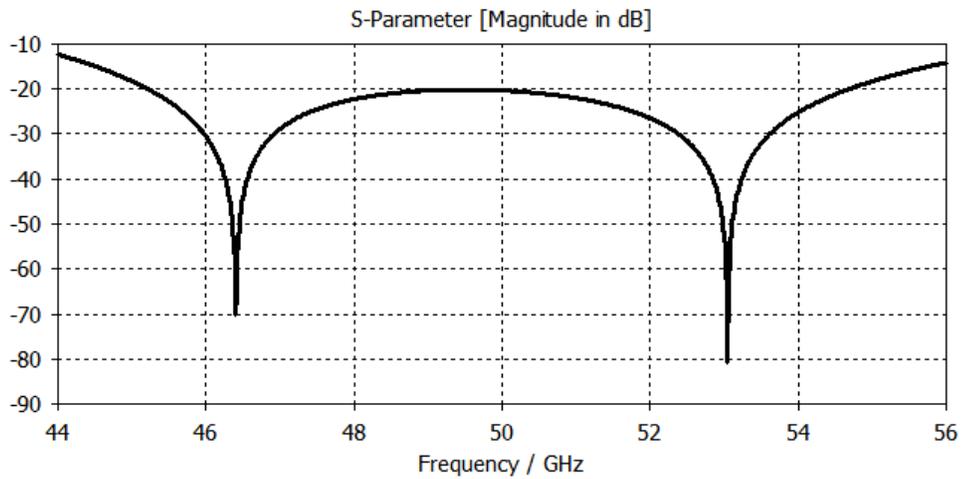


Figura 3-9 Magnitud del nivel de la onda no controlada en dB.

En la Figura 3.10 se puede ver que el nivel de la onda no controlada (naranja) es menor a una decima y la onda controlada (rosa) es aproximadamente uno.

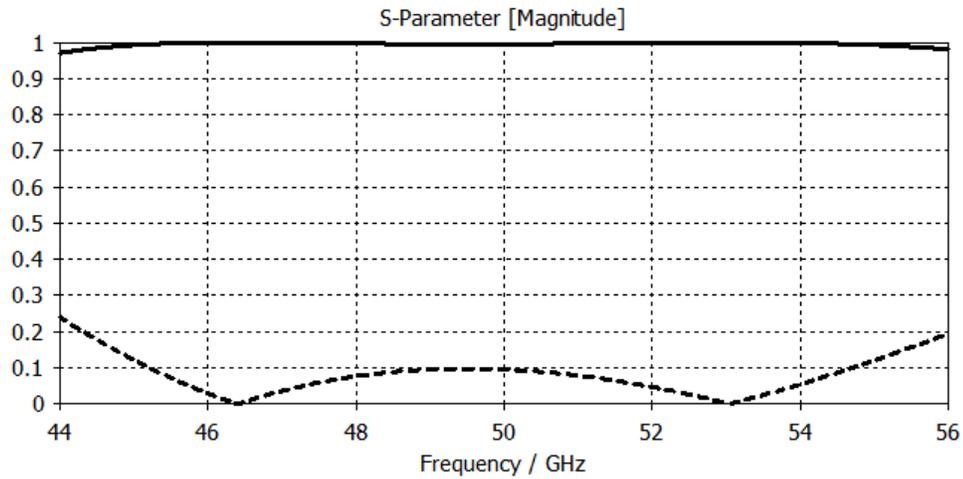


Figura 3-10 Magnitud del nivel de la onda no controlada (- -) y de la onda controlada (-).

Se concluye que se consiguieron los objetivos esperados, pues se obtuvo un ancho de banda de 9.52 GHz con una frecuencia central aproximada de 50GHz.

3.2.3 Patrón de radiación del elemento del arreglo reflectivo.

Una forma de conocer el patrón de radiación de cada elemento, es excitar el elemento del arreglo reflectivo con una guía de onda circular. Para conocer las características de dicha guía de onda se considera una frecuencia de corte de 43 GHz

$$f_c = \frac{\rho'_{nm}}{2\pi a \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3.10)$$

donde f_c es la frecuencia de corte, a es el radio de la guía de onda, el valor de ρ'_{11} es de 1.841 para el modo TE_{11} y $c = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = 2.99 \times 10^8 \text{ m/s}$. Despejando tenemos que:

$$a = \frac{\rho'_{nm}}{2\pi f_c \sqrt{\mu\epsilon}} \quad (3.11)$$

$$a = 2 \text{ mm} \quad (3.12)$$

Para el modo TM_{01} el valor de ρ'_{01} es de 2.405, y por lo tanto:

$$a = 2.7 \text{ mm} \quad (3.13)$$

En la simulación se ocupa un diámetro de la guía de onda circular de 5.4 mm, para que se logre la propagación de los dos primeros modos, además se coloca un monitor de campo

lejano para conocer el patrón de radiación de cada elemento radiante. Para tener una idea clara de la simulación se muestra la Figura 3.11.

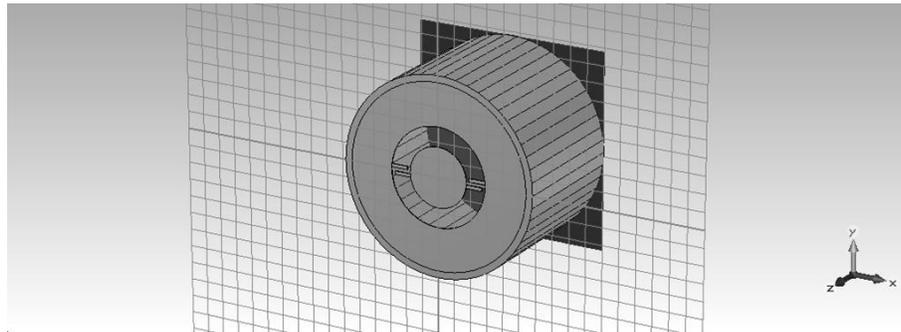


Figura 3-11 Elemento del arreglo reflectivo excitado por una guía de onda circular, para la obtención de su patrón de radiación.

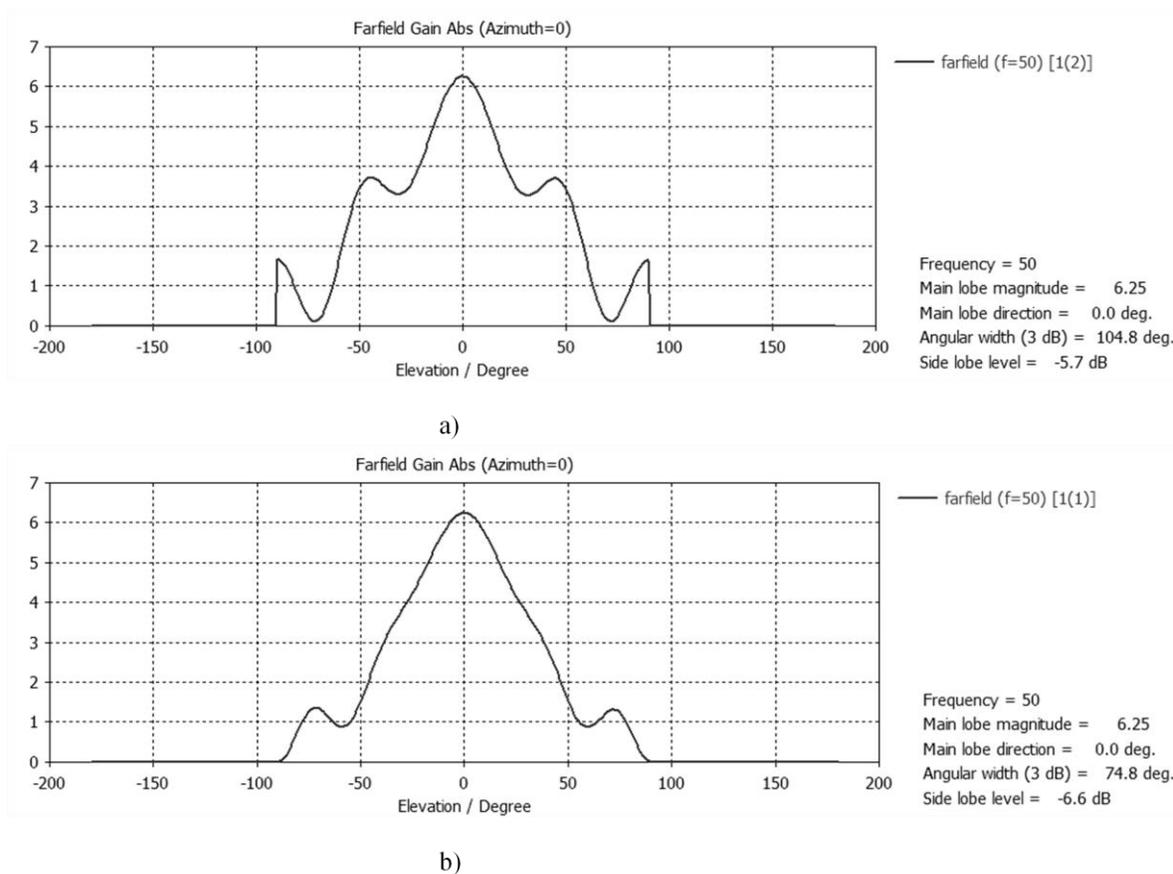


Figura 3-12 Patrones de radiación del elemento del arreglo reflectivo a) polarización paralela a las cargas capacitivas y b) polarización perpendicular a las cargas.

El patrón de radiación resultante para el primer modo de propagación del elemento del arreglo reflectivo (paralelo a las cargas) se exhibe en la Figura 3.12a, mientras que el patrón de radiación para el segundo modo de propagación (perpendicular a las cargas) se muestra en la Figura 3.12b.

Los patrones de radiación del elemento del arreglo reflectivo se consideran iguales para poder representarlos con una expresión matemática. Con ayuda de las ecuaciones 3.1 y 3.2, el patrón de radiación del elemento del arreglo reflectivo queda representado como:

$$G_f(\theta') = 6.25 \cos^{2.125}(\theta') \quad (3.14)$$

En la Figura 3.13 se observa el patrón de radiación obtenido del simulador electromagnético tanto para el modo de propagación perpendicular a las cargas (azul), como para el modo paralelo a las cargas (rojo) y el patrón de radiación resultante de la ecuación 3.14. Al observar los patrones se concluye que la expresión matemática de la ecuación 3.14 es una correcta aproximación de los patrones de radiación de elemento del arreglo reflectivo.

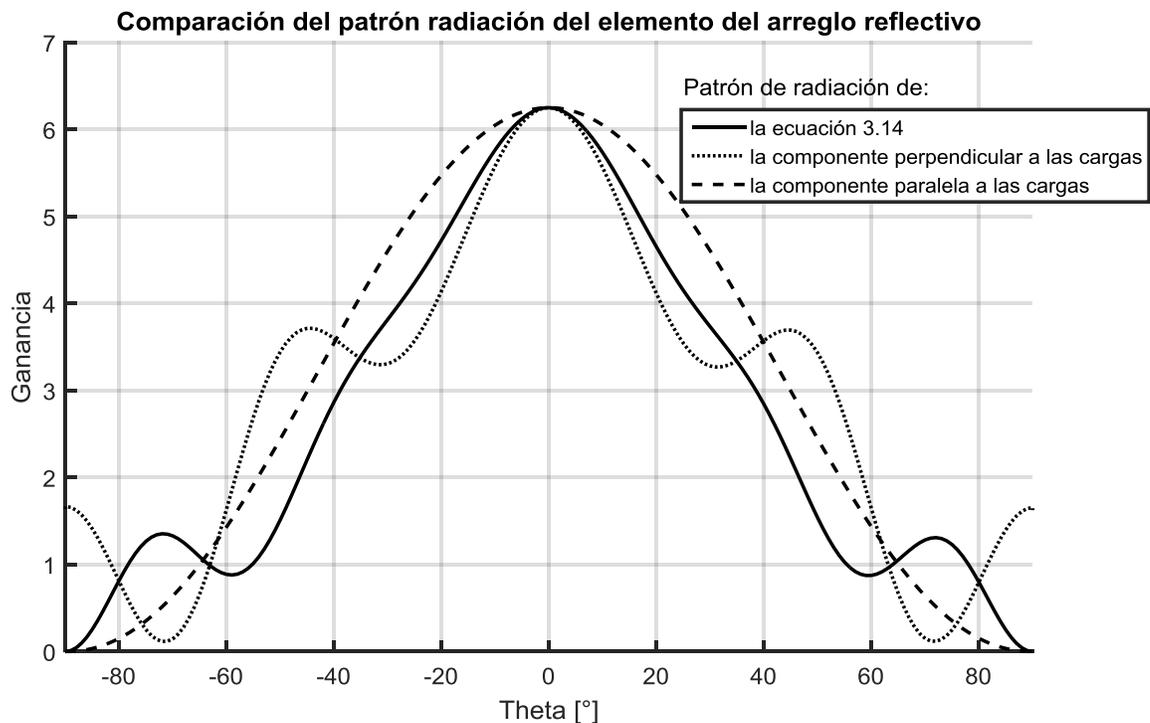


Figura 3-13 Comparación del patrón de radiación del elemento del arreglo reflectivo.

3.3 Proceso de optimización del diseño de la antena.

El proceso de optimización de la antena consiste en maximizar su eficiencia de apertura, a través de la manipulación de los valores del radio del subreflector, el radio del reflector, los ángulos de los giros de las cargas de los elementos del subreflector y la distancia del alimentador al subreflector.

Para realizar la optimización de la antena es necesario seguir ciertos pasos, los cuales se listan a continuación:

- Proponer valores del radio del subreflector y del reflector de la antena.
- Establecer las variables a optimizar
- Cálculo del campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector
- Cálculo del campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del reflector
- Finalmente se establece la función objetivo

A continuación se explica detalladamente cada paso.

3.3.1 Radio de los arreglos reflectivos del subreflector y del reflector de la antena.

Para iniciar el proceso de optimización de la antena se propone realizar algunas combinaciones de las medidas del radio del arreglo reflectivo del subreflector y del reflector. El realizar combinaciones de los radios se lleva a cabo para disminuir el número de variables a optimizar y con ello evitar que la optimización tarde demasiado o no logre resultados satisfactorios.

3.3.1.1 Radio del arreglo reflectivo del reflector.

Para proponer las medidas del radio del reflector principal, se considera que se trata de una configuración de doble reflector, y por lo tanto, aparecen pérdidas por desbordamiento (spillover) cuando el subreflector radia hacia el reflector principal.

Para mantener las pérdidas en un valor mínimo, se puede utilizar un reflector de gran diámetro que mantenga en un nivel bajo la iluminación sobre el borde del reflector. Sin embargo, el diámetro del reflector está limitado por el proceso de fabricación que se utiliza (fotolitografía), pues el equipo tecnológico (alineadora) está restringido a un área de 4x4 pulgadas.

Así que, el radio del reflector debe ser lo suficiente grande para evitar pérdidas pero no debe sobrepasar las restricciones de fabricación. Por lo que se propone realizar optimizaciones con tres valores del radio del reflector (40, 45 ó 50 mm).

3.3.1.2 Radio del arreglo reflectivo del subreflector.

En el diseño de una antena de doble reflector, es necesario que el subreflector intercepte la mayor parte de la potencia transmitida por el alimentador. Típicamente, el borde del subreflector es iluminado con un nivel de campo eléctrico entre 10 y 15 dB por debajo del nivel del centro del mismo.

Para calcular el número de elementos que caben en el subreflector se utiliza el radio del anillo del elemento radiante (1.45 mm). Conociendo el número de elementos que caben en el subreflector para diferentes medidas, se puede proponer las posibles medidas del radio del subreflector.

La Tabla 3.4 nos muestra los diez posibles valores del radio del subreflector que se utilizarán en las optimizaciones. Con la combinación de valores del radio del reflector y del subreflector se realizarán 30 optimizaciones.

Tabla 3-4 Propuesta de valores del radio del subreflector y su número de elementos respectivo.

Radio del subreflector [mm]	11	12	13.6	14.1	15.5	16.7	17.5	18.9	19.6	19.9
Número de elementos en el subreflector	31	37	43	55	61	73	85	91	97	109

3.3.2 Variables a optimizar.

Las variables que se van a manipular durante la optimización de la eficiencia de apertura de la antena, son:

- La distancia del alimentador al centro del arreglo reflectivo del subreflector, a la cual se le va a asignar la variable d .
- Los ángulos de los giros de las cargas de los elementos del arreglo reflectivo del subreflector, a cada ángulo se le asigna la variable g_m , donde m es el número de

elemento del arreglo reflectivo y puede tomar los valores de $m = 1, 2, \dots, M$ y M es el número total de elementos del arreglo reflectivo del subreflector.

3.3.3 Campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector.

Para calcular el campo eléctrico que llega a cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector, se deben conocer las coordenadas del alimentador y de los centros de los elementos del arreglo reflectivo del subreflector,

Para calcular las coordenadas en x y y del centro de cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector, es necesario considerar que el periodo es la distancia entre los centros de los elementos en el eje x , mientras la altura de la celda unitaria es la distancia entre los centros de los elementos en el eje y .

No se debe olvidar que los centros de los elementos se colocan en los nodos de la malla distribución triangular. Para tener más claro como se realiza se muestra la Figura 3.14, donde los puntos rojos son los centros de los elementos radiantes del arreglo reflectivo.

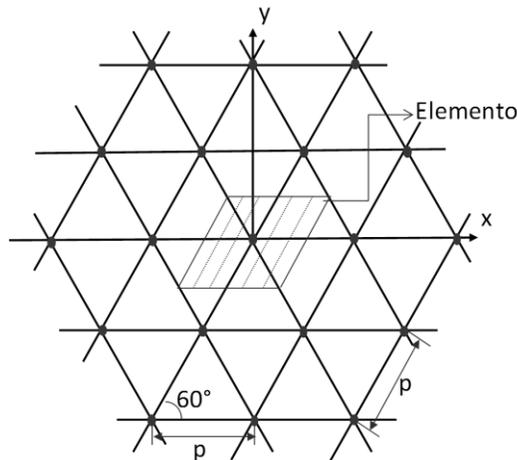


Figura 3-14 Coordenadas de los centros de los elementos de los arreglos reflectivos.

Además se considera que el centro del subreflector está en la posición $0,0,0$ y el alimentador están en la posición $0,0,d$. Estas coordenadas sirven para calcular la distancia del alimentador a cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector.

$$s_m = \sqrt{x_s m^2 + y_s m^2 + (z_s m - d)^2} \quad (3.15)$$

donde s_m , es la distancia del alimentador al elemento m del arreglo reflectivo del subreflector, x_{s_m} , y_{s_m} y z_{s_m} son las coordenadas en x , y , y z , respectivamente del elemento m del arreglo reflectivo del subreflector.

El campo eléctrico de cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector, se calcula considerando los rayos provenientes del centro de fase del alimentador con ayuda del patrón de radiación del alimentador normalizado, como se muestra en la siguiente ecuación:

$$E^{sub}_m = \cos^{21.3342}(\theta'_m) \frac{e^{-jks_m}}{s_m} \quad (3.16)$$

donde θ'_m es el ángulo que tiene como origen al alimentador y se forma entre el centro y el elemento m del arreglo reflectivo del subreflector. y k es el número de onda y se calcula con:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.17)$$

El cálculo del campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector se puede resumir con ayuda de fórmulas trigonométricas:

$$E^{sub}_m = \left(\frac{d}{s_m}\right)^{21.3342} \frac{e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}s_m}}{s_m} \quad (3.18)$$

3.3.4 Campo eléctrico en cada elemento del arreglo reflectivo del reflector.

El campo eléctrico en el elemento n del arreglo reflectivo del reflector es la suma de la magnitud y fase de los rayos provenientes de cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector.

Para calcular el campo eléctrico que llega al elemento n del arreglo reflectivo del reflector, se debe considerar que el centro del reflector está en la misma posición que el alimentador y que las coordenadas de los centros de los elementos se calculan como en el subtema anterior.

Posteriormente se calculan la distancia del elemento m del arreglo reflectivo del subreflector al elemento n del arreglo reflectivo del reflector,

$$r_{mn} = \sqrt{(x_{s_m} - x_{r_n})^2 + (y_{s_m} - y_{r_n})^2 + (z_{s_m} - z_{r_n})^2} \quad (3.19)$$

donde r_{mn} es la distancia del elemento m del subreflector al elemento n del reflector, x_{r_n} , y_{r_n} y z_{r_n} son las coordenadas en x , y , y z , respectivamente del elemento n del arreglo reflectivo del reflector.

Así el campo eléctrico en el elemento n del arreglo reflectivo del reflector se calcula con ayuda del patrón de radiación del elemento radiante, como:

$$E^{ref}_n = \sum_{m=1}^M \left(E^{sub}_m e^{-j2g} \cos^{2.125}(\theta') \frac{e^{-jkr_{mn}}}{r_{mn}} \right) \quad (3.20)$$

$$E^{ref}_n = \sum_{m=1}^M \left(E^{sub}_m e^{-2jg} \left(\frac{d}{r_{mn}} \right)^{2.125} \frac{e^{-jkr_{mn}}}{r_{mn}} \right) \quad (3.21)$$

3.3.5 Función objetivo.

La función objetivo de optimización es el producto de la eficiencia de desbordamiento en el arreglo reflectivo del subreflector, la eficiencia de iluminación y la eficiencia de desbordamiento en el arreglo reflectivo del reflector. La optimización se realiza con el algoritmo quasi newton.

3.3.5.1 Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo del subreflector.

Considerando que el patrón de radiación del alimentador es simétrico, la eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo del subreflector se calcula como:

$$\epsilon_s = \frac{\int_0^{\theta_{max}} 44.66 \cos^{21.33}(\theta') \sin(\theta') d\theta'}{\int_0^{\pi} 44.66 \cos^{21.33}(\theta') \sin(\theta') d\theta'} \quad (3.22)$$

donde θ_{max} es el ángulo que tiene como origen al alimentador y se forma entre el centro del subreflector y el borde del mismo.

3.3.5.2 Eficiencia de iluminación del arreglo reflectivo del reflector.

La eficiencia de iluminación (taper) en el arreglo reflectivo del reflector, se calcula como:

$$\epsilon_t = \frac{(\sum_{n=1}^N E^{ref}_n)^2}{N \sum_{n=1}^N E^{ref}_n{}^2} \quad (3.23)$$

donde N es el número total de elementos en el reflector.

3.3.5.3 Eficiencia de desbordamiento del arreglo reflectivo del reflector.

La eficiencia de desbordamiento (spillover) del arreglo reflectivo del reflector, es la relación del campo eléctrico que llega al reflector proveniente del subreflector y el campo eléctrico total radiado por el subreflector, y para calcularla se considera que existen elementos radiantes fuera del reflector, es decir,

$$\epsilon_s = \frac{\sum_{n=1}^N Eref_n^2}{\sum_{t=1}^T Eref_t^2} \quad (3.24)$$

donde $Eref_t$ es el campo eléctrico en el elemento t proveniente del subreflector y T es el número total de elementos a los que llega campo eléctrico proveniente del subreflector.

3.4 Resultados de la optimización de la antena.

En la optimización de la eficiencia de apertura de la antena, se realizan diferentes combinaciones de las medidas del radio del arreglo reflectivo del subreflector y del reflector. Los resultados de las optimización de la eficiencia de apertura para las diferentes combinaciones se muestra en la Tabla 3.5 y más claramente en la Figura 3.15.

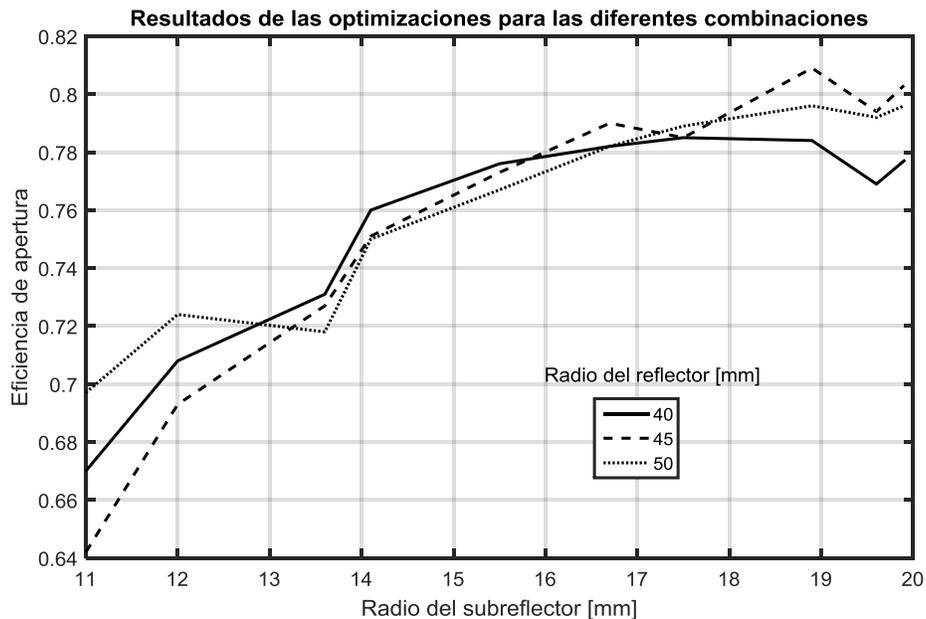


Figura 3-15 Eficiencias de apertura resultantes de las optimizaciones, para las diferentes combinaciones del radio del subreflector y radio del reflector

Tabla 3-5 Eficiencias resultantes al optimizar los ángulos de los giros de los elementos de los reflectores y la distancia entre el alimentador y el subreflector, para diferentes combinaciones del radio del subreflector y del reflector.

Radio del subreflector [mm]	Radio del reflector [mm]	Distancia del alimentador y el subreflector [mm]	Eficiencia de desbordamiento en el subreflector	Eficiencia de iluminación en el reflector.	Eficiencia de desbordamiento en el reflector.	Eficiencia de apertura
11	40	23.31	0.894	0.871	0.860	0.67
11	45	24.44	0.872	0.822	0.895	0.642
11	50	19.21	0.957	0.842	0.863	0.697
12	40	23.76	0.920	0.886	0.867	0.708
12	45	24.62	0.907	0.860	0.886	0.693
12	50	20.68	0.960	0.851	0.884	0.724
13.6	40	25.95	0.933	0.918	0.853	0.731
13.6	45	26.58	0.925	0.889	0.883	0.727
13.6	50	27.03	0.919	0.877	0.890	0.718
14.1	40	26.03	0.943	0.918	0.877	0.760
14.1	45	27.14	0.930	0.885	0.912	0.751
14.1	50	23.24	0.969	0.868	0.890	0.750
15.5	40	27.55	0.953	0.928	0.876	0.776
15.5	45	28.07	0.948	0.898	0.907	0.773
15.5	50	26.53	0.962	0.886	0.899	0.767
16.7	40	28.99	0.959	0.934	0.872	0.782
16.7	45	29.58	0.954	0.910	0.908	0.790
16.7	50	27.41	0.970	0.905	0.889	0.782
17.5	40	30.66	0.957	0.936	0.874	0.785
17.5	45	28.29	0.973	0.926	0.870	0.785
17.5	50	28.25	0.973	0.914	0.886	0.789
18.9	40	34.69	0.945	0.938	0.883	0.784
18.9	45	31.15	0.969	0.930	0.897	0.809
18.9	50	29.10	0.980	0.919	0.883	0.796
19.6	40	35.83	0.946	0.950	0.855	0.769
19.6	45	35.32	0.950	0.935	0.893	0.794
19.6	50	30.84	0.977	0.925	0.876	0.792
19.9	40	35.74	0.951	0.951	0.858	0.777
19.9	45	35.93	0.949	0.932	0.907	0.803
19.9	50	31.48	0.976	0.930	0.876	0.796

Para decidir que diseño de la antena es el óptimo, se deben comparar los resultados de la Tabla 3.5 o de la Figura 3.15; de la cual se elige el de mayor eficiencia de apertura, por lo tanto, el diseño final elegido tiene las siguientes características físicas:

- Radio del arreglo reflectivo reflector: 45 mm
- Número de elementos en el arreglo reflectivo del reflector: 540
- Radio del arreglo reflectivo subreflector: 18.9 mm
- Número de elementos en el arreglo reflectivo del subreflector: 91
- Distancia del alimentador al subreflector. 31.15 mm

Con la geometría mencionada, y considerando los patrones de radiación del elemento radiante y del alimentador, se observa que el campo eléctrico que llega al subreflector se concentra principalmente en el centro del mismo (Fig. 3.16), permitiendo que las pérdidas por desbordamiento en el subreflector sean bajas. Lo anterior resultó en una eficiencia de desbordamiento en el subreflector de 0.969.

Posteriormente, dentro de la optimización se modifica la fase del coeficiente de reflexión de cada elemento del arreglo reflectivo del subreflector para lograr maximizar la eficiencia de apertura de la antena.

Los ángulos optimizados de los giros de las cargas de los elementos del arreglo reflectivo subreflector se muestran en la Figura 3.17. Con dichos ángulos, se logra que el subreflector radie el campo eléctrico hacia el reflector principal, dicho campo se procura que no llegue a la parte central del reflector (Fig. 3.18), pues se debe recordar el efecto de bloqueo provocado por el sistema de alimentación y el subreflector.

La distribución del campo eléctrico radiado por el subreflector se muestra en la Figura 3.18, donde las caídas pronunciadas en la distribución del nivel de campo eléctrico se deben a que se desea evitar las pérdidas por desbordamiento en el reflector, por otro lado, se procura que la campo llegue en el mismo nivel en todo el reflector, para tener buena eficiencia de iluminación.

Las eficiencias resultantes de la distribución del campo eléctrico radiado por subreflector son 0.932 de eficiencia de iluminación y 0.907 de eficiencia por desbordamiento en el reflector. Dando como resultado una eficiencia de apertura de 0.809.

Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del subreflector

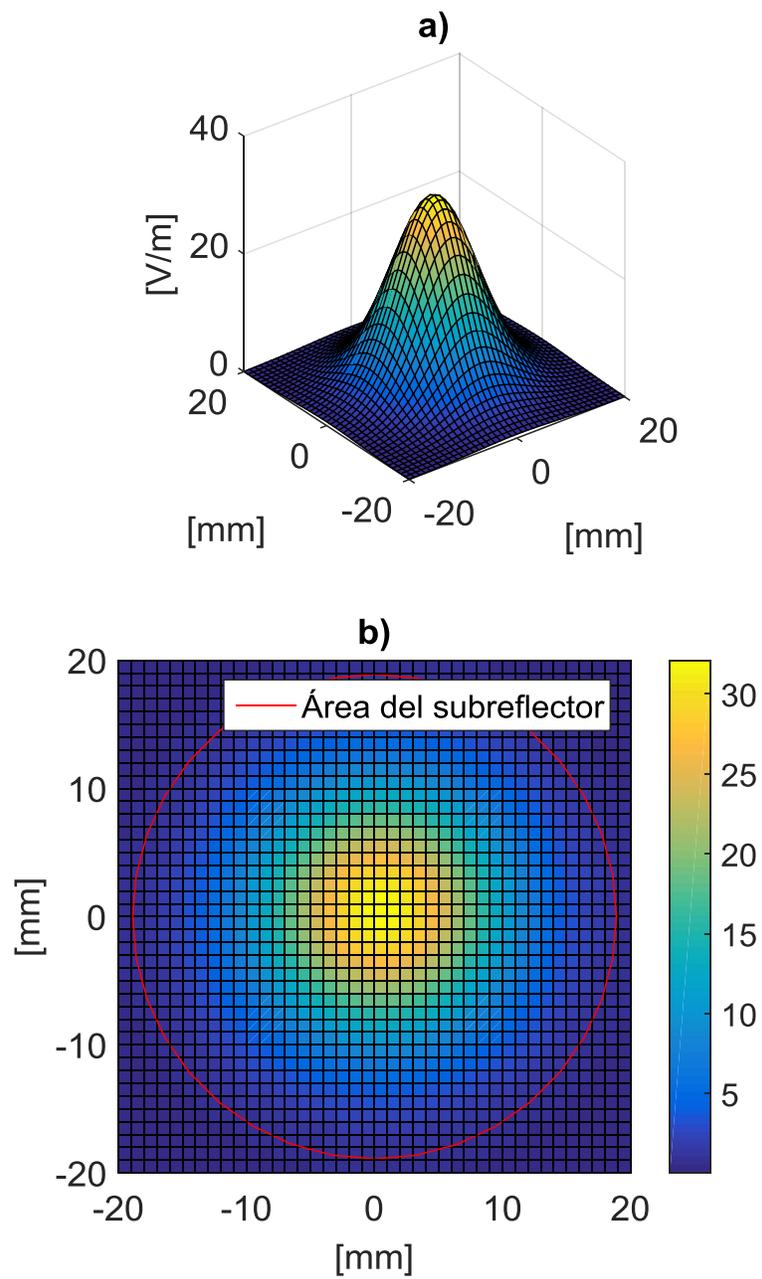


Figura 3-16 Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del subreflector. a) Vista isométrica y b) Vista superior.

Ángulos de los giros de las cargas de los elementos del subreflector

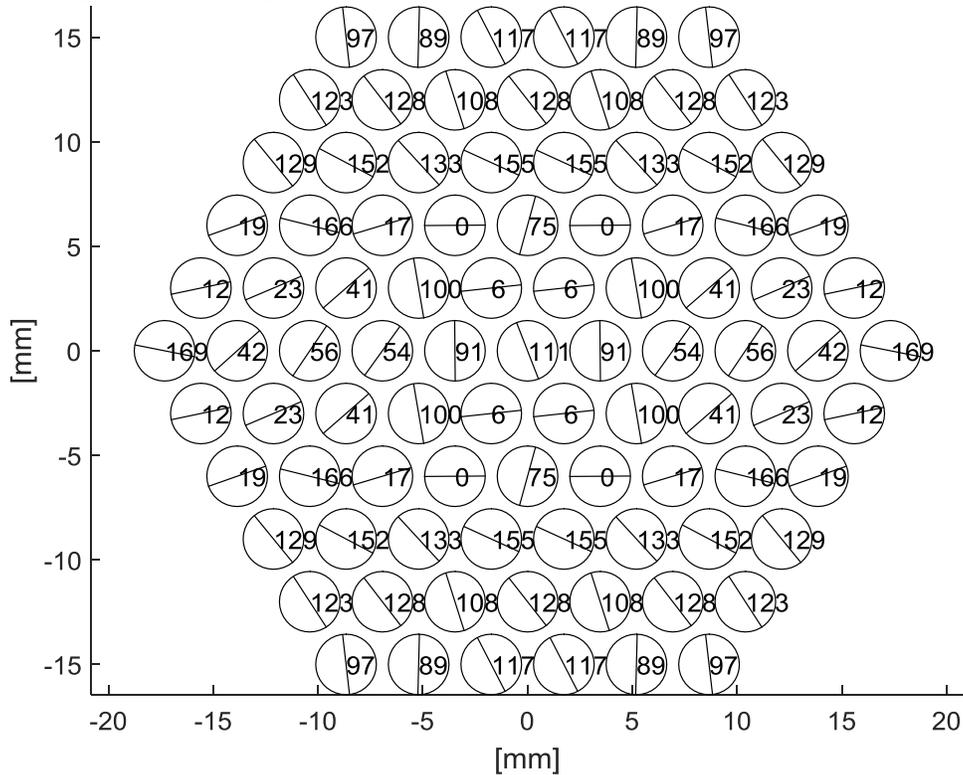


Figura 3-17 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el subreflector.

Finalmente, se desea que el campo eléctrico que llega al reflector sea dirigido hacia arriba. Para lograrlo todos los elementos del reflector deben tener la misma fase, esto se consigue compensando la fase del coeficiente de reflexión del elemento con el ángulo del giro de las cargas del mismo elemento.

Para calcular el ángulo de giro de cada elemento del arreglo reflectivo del reflector, se ocupa la siguiente ecuación:

$$giro_n = -\frac{fase \Gamma_n - fase promedio}{2} \quad (3.25)$$

donde $fase \Gamma_n$ es la fase del coeficiente de reflexión del campo eléctrico que llega al elemento n del arreglo reflectivo del reflector, $fase promedio$ es el promedio de las fases del coeficiente de reflexión del campo eléctrico de los elementos del arreglo reflectivo del reflector.

En la Figura 3.19 se muestran los ángulos de los giros de las cargas de los elementos del arreglo reflectivo del reflector.

Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del reflector

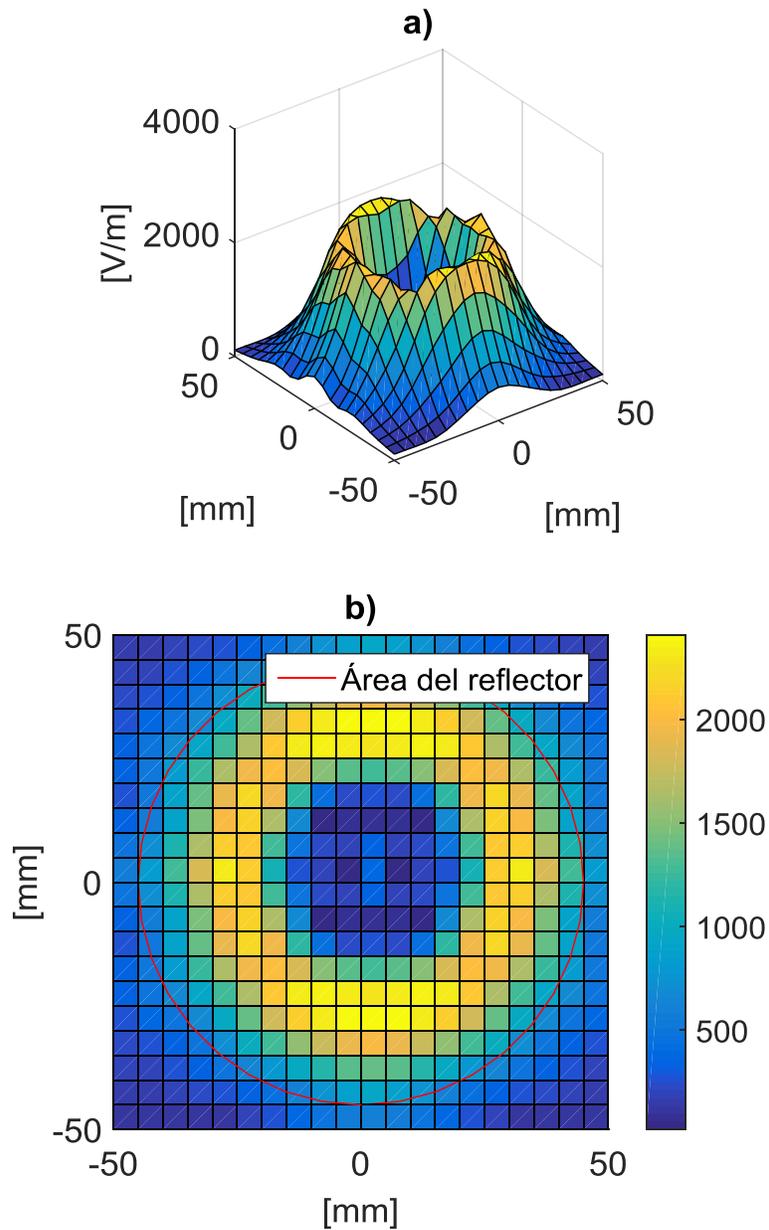


Figura 3-18 Distribución de campo eléctrico en el arreglo reflectivo del reflector. a) Vista isométrica y b) Vista superior.

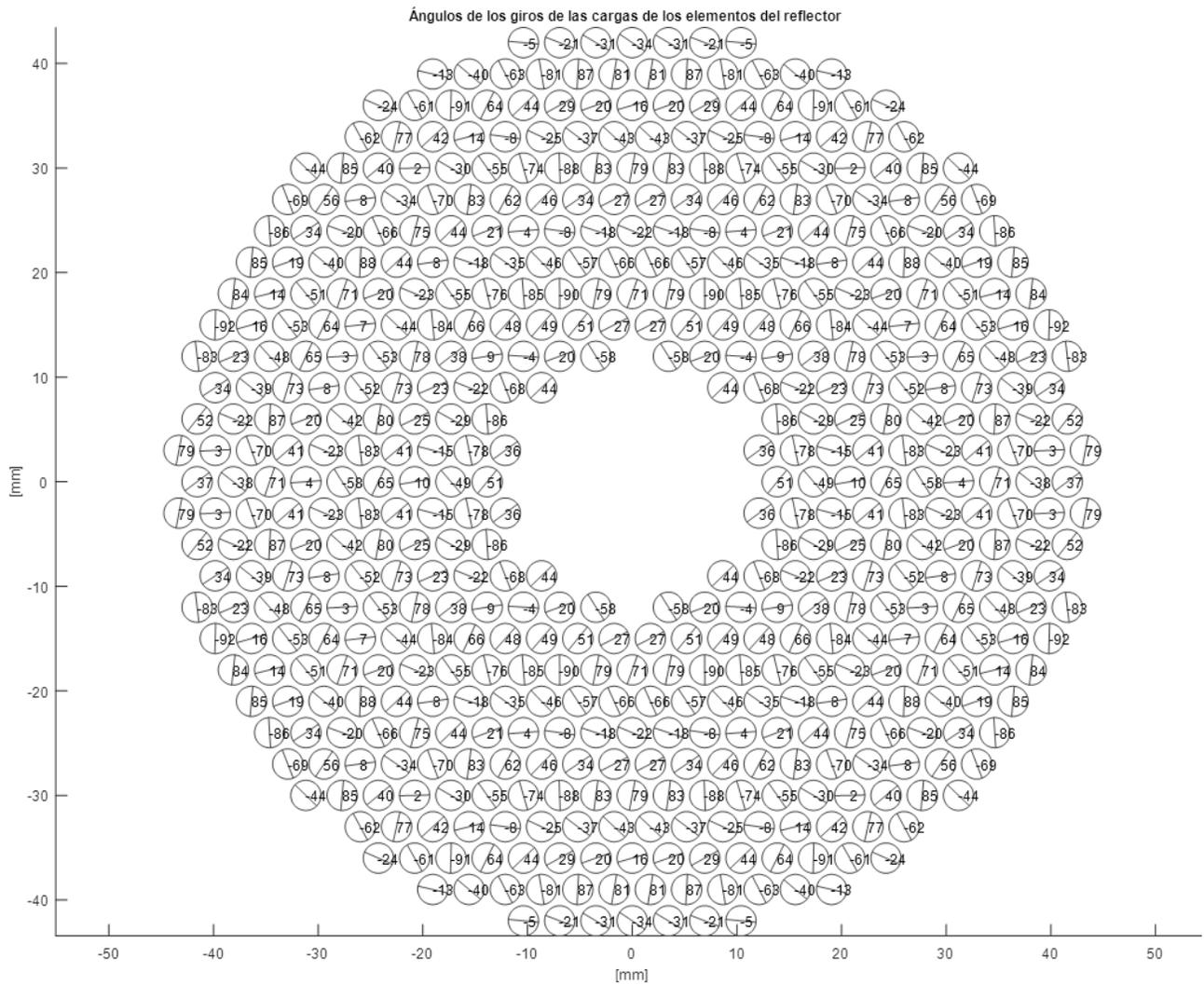


Figura 3-19 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el reflector.

Para calcular el patrón de radiación teórico de la antena diseñada, se utiliza la siguiente expresión:

$$P = \sum_{n=1}^N I_n e^{jkR_n} \quad (3.26)$$

donde:

$$I_n = |E^{ref}_n| (\cos(ang_n) + j \sin(ang_n)) \quad (3.27)$$

$$R_n = xr_n \sin(theta) \cos(phi) + yr_n \sin(theta) \sin(phi) \quad (3.28)$$

$$ang_n = fase \Gamma_n + 2 giro_n \quad (3.29)$$

Para trazar el patrón de radiación se considera que ϕ es igual 0° y θ va de -60° a 60° , el resultado se exhibe en la Figura 3.20.

En la Figura 3.20 se visualiza que el nivel de los lóbulos laterales es inferior a -11.74 dB y el ancho del lóbulo principal es de aproximadamente 3.9° a -3 dB y de 8.8° entre nulos. Además presenta una ganancia de 30.92 dB, su cálculo se explica detalladamente en la sección 5.2.

El aumento de lóbulos laterales es posible que se deba a la sombra provocada por subreflector y el alimentador en el reflector. Para contrarrestar el aumento en el nivel de los lóbulos laterales se puede aumentar el diámetro del reflector, pero los lóbulos laterales se acercan más al lóbulo principal y el lóbulo principal se hace más estrecho.

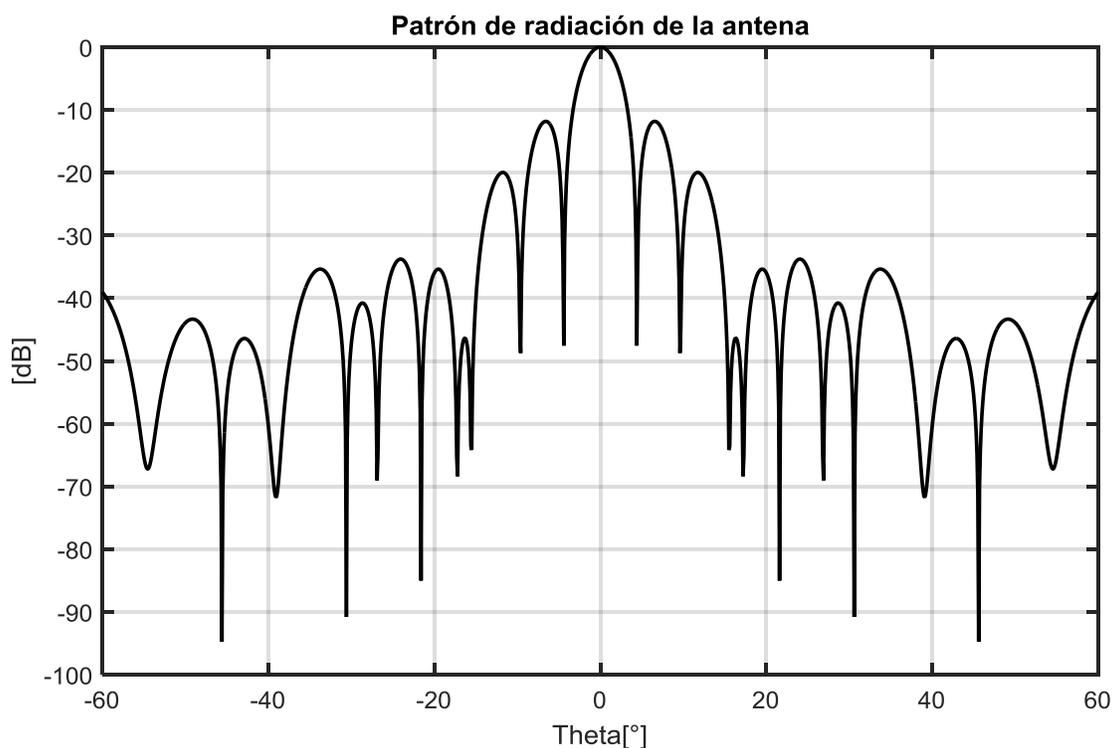


Figura 3-20 Patrón de radiación teórico de la antena.

3.5 Conclusiones.

Con el objetivo de lograr maximizar la eficiencia de apertura de la antena se obtuvieron las características del alimentador y de los elementos radiantes del arreglo reflectivo:

- El alimentador que se va a utilizar es una corneta escalar corrugada, con una frecuencia central de operación de 50 GHz, una ganancia de 17.4 dB, una apertura circular con diámetro exterior de 21.8 mm y un ancho de haz en -10 dB de 45°.

La expresión que representa el patrón de radiación del alimentador es:

$$G_f(\theta') = 44.66 \cos^{21.33}(\theta')$$

- Para obtener las medidas y el patrón de radiación de cada elemento tipo espirafase del arreglo reflectivo con distribución triangular se optimizaron los circuitos eléctricos equivalentes al elemento del arreglo reflectivo, logrando una diferencia de fase de $180 \pm 10^\circ$ en un rango de frecuencias de 45.5 a 54.5 GHz.

Los resultados de la optimización de los circuitos eléctricos equivalentes del elemento se pasan a la simulación electromagnética, donde tras realizar la optimización se logró que el nivel de la onda de polarización cruzada no supere los -20 dB en un rango de frecuencias de 45.2 a 54.7 GHz.

Finalmente, el patrón de radiación del elemento del arreglo reflectivo es representado por:

$$G_f(\theta') = 6.25 \cos^{2.125}(\theta')$$

A continuación se listan algunas de las características geométricas de la antena, resultantes de las optimizaciones realizadas para maximizar la eficiencia de apertura de la antena:

- El radio óptimo del arreglo reflectivo del subreflector es de 18.9 mm, así que el número de elementos que se pueden colocar en él es de 91.
- El radio óptimo del arreglo reflectivo del reflector es de 45 mm y contiene 540 elementos en él.
- La distancia del alimentador al subreflector es 31.15 mm.

La eficiencia de apertura máxima de la antena es el resultado del producto de:

- La eficiencia de desbordamiento en el subreflector que es de 0.969,

- La eficiencia de iluminación en el reflector con un valor de 0.93, y
- La eficiencia de desbordamiento en el reflector de 0.897.

dando como resultado una eficiencia de apertura teórica de 0.807.

Finalmente, para tener una idea de que esperar de las características de radiación de la antena, se calcula su patrón de radiación, donde se observa que el nivel de los lóbulos laterales es menor a -11.74 dB y el ancho del lóbulo principal en -3 dB es de 3.9°. Sin olvidar mencionar que se tiene una ganancia de 30.92 dB.

3.6 Referencias.

[1] Características de la corneta corrugada escalar, QuinStar Technology Inc.

[2] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, Ed. John Wiley & Sons Inc., 3rd Edition, 2005

[3] G.T., Sazónov, D.M.; Grdian, A., (trad.) Márkov (Autor), *Antenas*, Ed. URSS, 1994.

Capítulo 4 Diseño final y fabricación de la antena.

Durante el desarrollo de este capítulo se expone el diseño final de la antena y el procedimiento que se lleva a cabo para su fabricación.

4.1 Diseño final de la antena.

Para tener el diseño final de la antena se deben realizar algunas modificaciones al diseño elaborado en el capítulo 3, estas adecuaciones están asociadas con el proceso de fabricación (fotolitografía).

Al utilizar el proceso de fotolitografía, se debe incluir en la simulación electromagnética el sustrato sobre el cual se imprimen los elementos del arreglo reflectivo, lo cual modifica los resultados. Por lo que es conveniente realizar otra vez la optimización de cada elemento del arreglo reflectivo pero considerando el sustrato; como consecuencia se realizan nuevamente las optimizaciones de la geometría de la antena.

4.1.1 Optimización del elemento del arreglo reflectivo con el sustrato RO3850.

Para realizar el diseño final del elemento del arreglo reflectivo, se parte de la simulación electromagnética con las dimensiones de la Tabla 3.3 y como se muestra en la Figura 4.1 se le agrega el sustrato del material RO3850 [1], el cual pertenece a Rogers Corporation, y posee una constante dieléctrica de 2.9 y un espesor de 25 μm .

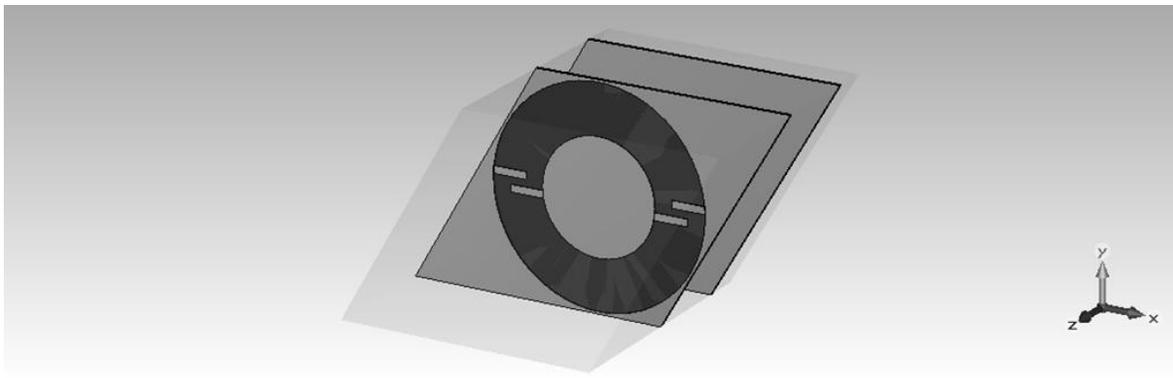


Figura 4-1 Elemento del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850.

Al analizar la Figura 4.2, se concluye que el sustrato incrementa el nivel de la onda no controlada del diseño del arreglo reflectivo realizado en el capítulo 3 (sección 3.2); haciendo que se vuelva indispensable una nueva optimización donde se considere que el elemento del arreglo reflectivo está sobre el sustrato RO3850.

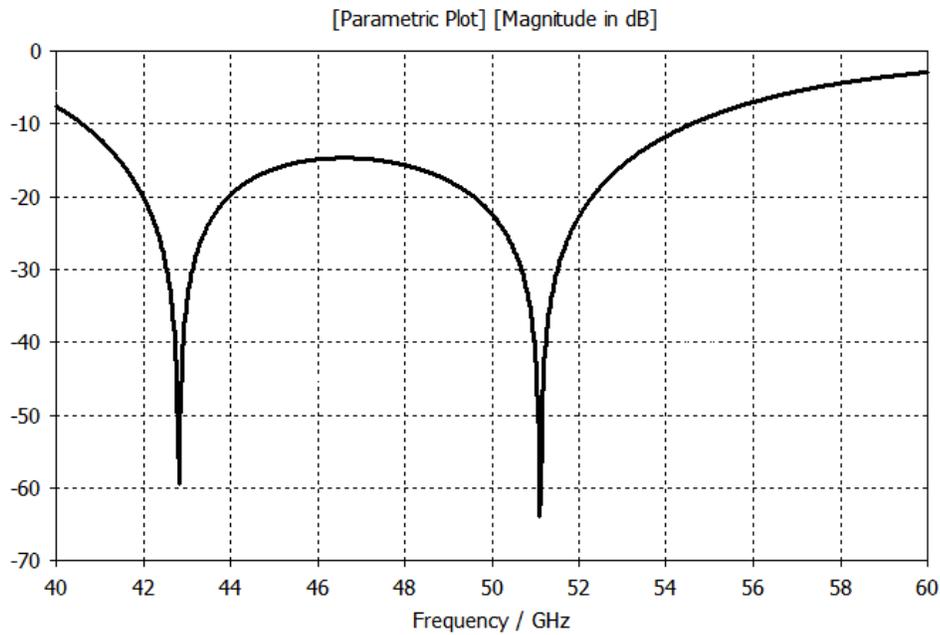


Figura 4-2 Nivel de la onda no controla del arreglo reflectivo diseñado en la sección 3.2, sobre el sustrato RO3850.

Para realizar la optimización considerando que el elemento del arreglo reflectivo está sobre el sustrato RO3850, se sigue el procedimiento utilizado en las secciones 3.2.1 y 3.2.2, pero con una modificación en la simulación electromagnética, donde se debe colocar elemento del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850.

Las dimensiones físicas del elemento del arreglo reflectivo, arrojadas por la optimización donde se considera el sustrato RO3850, se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4-1 Dimensiones físicas del elemento del arreglo reflectivo de la optimización considerando el sustrato RO3850.

Parámetro	Valor [mm]
gs	0.1
ds	0.1
Ls	0.61
ri	0.67
ro	1.65
lplaca	1.39

Como resultado de las dimensiones físicas de la Tabla 4.1, se obtiene un nivel de polarización cruzada que no supera los -20 dB para un ancho de banda de 13.5 GHz,

específicamente de 44.3 a 57.8 GHz aproximadamente (Figura 4.3). En consecuencia, la onda reflejada por el elemento del arreglo reflectivo está principalmente compuesta por la onda de polarización deseada, mientras que el nivel de la onda de polarización cruzada tiene una participación mínima (Figura 4.4).

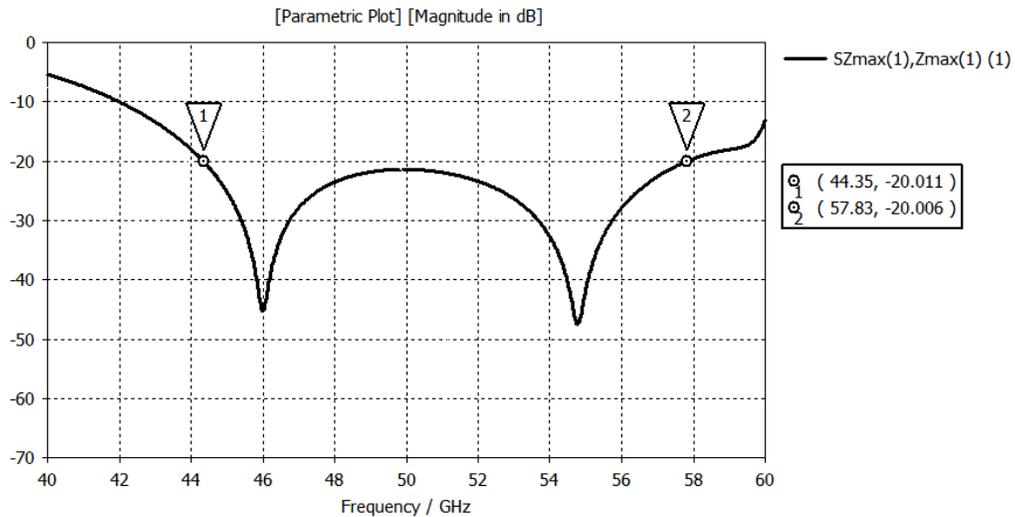


Figura 4-3 Nivel de la onda no controlada de la optimización del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850.

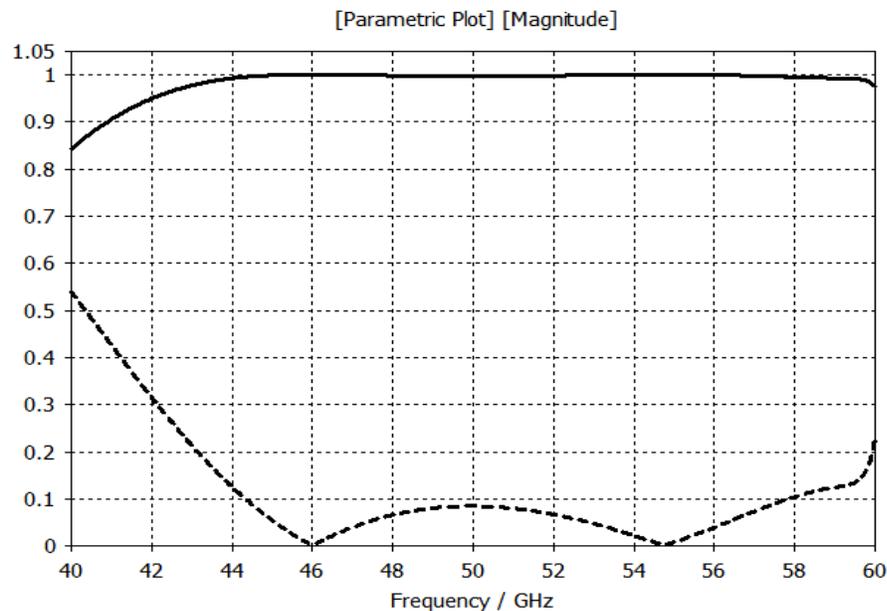


Figura 4-4 Magnitud de la onda controlada (- -) y nivel de la onda no controlada (-) de la optimización del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850.

En la Tabla 4.2 se comparan las medidas de los elementos radiantes de las dos optimizaciones del elemento del arreglo reflectivo donde no se considera el sustrato RO3850 y donde sí.

Al comparar las medidas de la Tabla 4.2, se observa que cuatro de los seis parámetros del elemento del arreglo reflectivo se modifican; provocando que el nivel de la onda no controlada tenga diferentes valores para cada optimización (Fig. 4.5).

Tabla 4-2 Comparación de la geometría de las optimizaciones del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato RO3850 y considerándolo.

	Diseño del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato	Diseño del elemento del arreglo reflectivo considerando el sustrato
Parámetro	Valor [mm]	Valor [mm]
gs	0.1	0.1
ds	0.1	0.1
Ls	0.46	0.61
ri	0.87	0.67
ro	1.45	1.65
lplaca	1.24	1.39

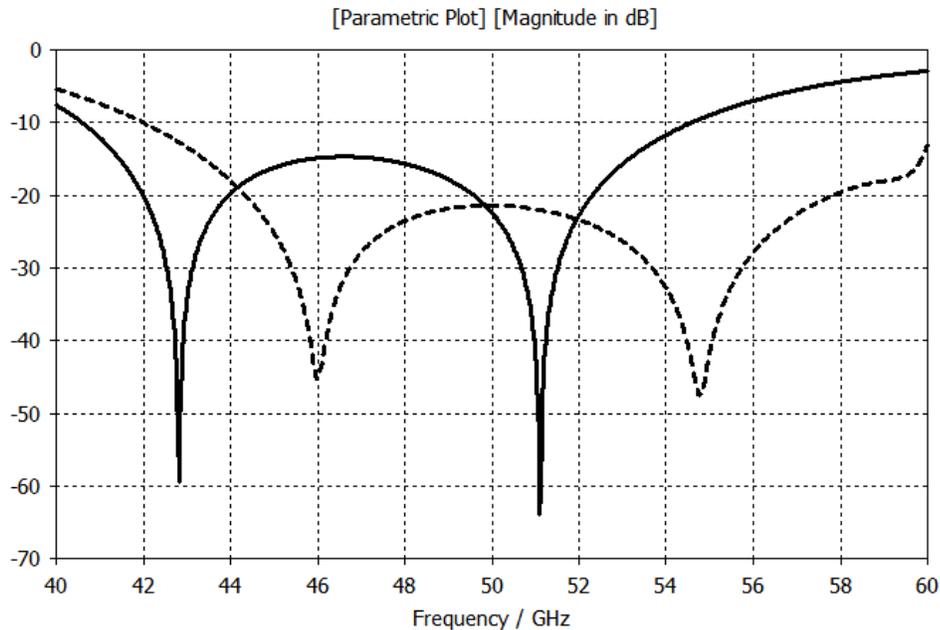


Figura 4-5 Comparación del nivel de la onda no controlada de las optimizaciones del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato RO3850 (-) y considerándolo (- -).

4.1.2 Optimización de la geometría de la antena.

Después de realizar la optimización del elemento del arreglo reflectivo sobre el sustrato RO3850, el radio exterior del anillo del elemento pasó de 1.45 a 1.65 mm, provocando que se modifique el número de elementos que caben en el subreflector para los posibles radios propuestos en la Tabla 3.4.

Considerando que el radio exterior del anillo del elemento radiante es de 1.65 mm, en la Tabla 4.3 se proponen nuevos valores para el radio del subreflector y el número de elementos respectivo.

Tabla 4-3 Propuesta de valores del radio del subreflector y su número de elementos respectivo.

Radio del subreflector [mm]	11	12.2	13.8	14.3	15.7	16.9	17.7	19.1	19.8
Número de elementos en el subreflector	31	37	43	55	61	73	85	91	97

Con ayuda de la Tabla 4.3 y considerando que el radio del reflector es de 40, 45 ó 50 mm, se realizan las diferentes combinaciones para maximizar la eficiencia de apertura de la antena. Las variables que se modifican para lograr la optimización son los ángulos de los giros de las cargas de los elementos radiantes y la distancia entre el alimentador y el subreflector.

En la Tabla 4.4 están los resultados de la eficiencia de apertura tras realizar las optimizaciones de las diferentes combinaciones del radio del subreflector y del reflector. Estos resultados se ven más claramente en la Figura 4.6

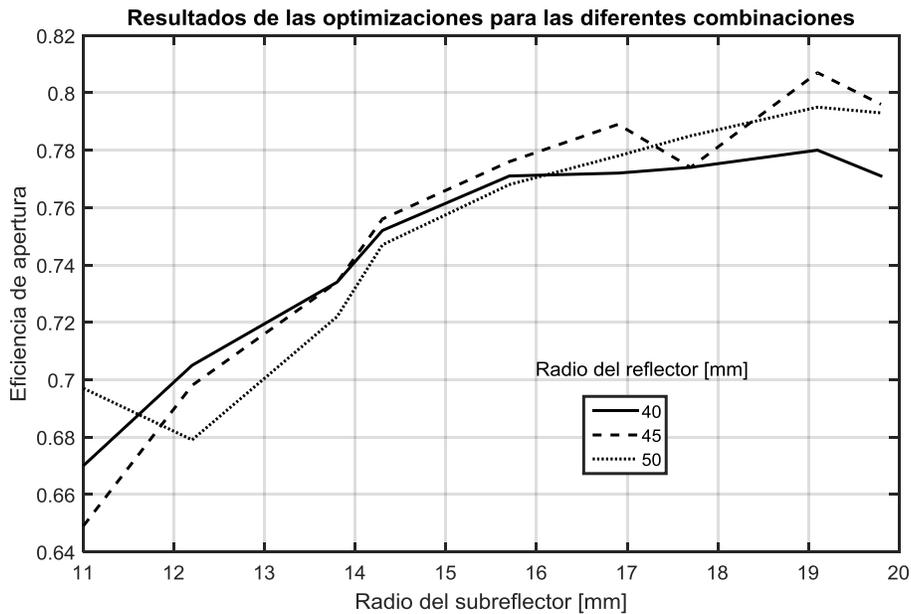


Figura 4-6 Eficiencias de apertura resultantes de las optimizaciones, para las diferentes combinaciones del radio del subreflector y radio del reflector.

Tabla 4-4 Eficiencias resultantes al optimizar los ángulos de los giros de los elementos de los reflectores y la distancia entre el alimentador y el subreflector, para diferentes combinaciones del radio del subreflector y del reflector.

Radio del subreflector [mm]	Radio del reflector [mm]	Distancia del alimentador y el subreflector [mm]	Eficiencia de desbordamiento en el subreflector	Eficiencia de iluminación en el reflector.	Eficiencia de desbordamiento en el reflector.	Eficiencia de apertura
11	40	23.31	0.894	0.871	0.860	0.670
11	45	24.21	0.876	0.831	0.891	0.649
11	50	19.21	0.957	0.842	0.863	0.697
12.2	40	24.20	0.920	0.894	0.857	0.705
12.2	45	24.74	0.911	0.872	0.877	0.698
12.2	50	25.69	0.896	0.847	0.894	0.679
13.8	40	26.08	0.936	0.918	0.853	0.734
13.8	45	26.53	0.930	0.895	0.881	0.734
13.8	50	27.13	0.923	0.878	0.890	0.722
14.3	40	26.51	0.942	0.930	0.858	0.752
14.3	45	27.26	0.933	0.902	0.897	0.756
14.3	50	26.05	0.947	0.878	0.897	0.747
15.7	40	27.91	0.953	0.933	0.866	0.771
15.7	45	28.48	0.948	0.904	0.905	0.776
15.7	50	26.78	0.963	0.889	0.897	0.768
16.9	40	29.56	0.957	0.943	0.855	0.772
16.9	45	29.85	0.955	0.922	0.895	0.789
16.9	50	28.06	0.968	0.910	0.883	0.778
17.7	40	31.59	0.952	0.944	0.860	0.774
17.7	45	28.52	0.973	0.931	0.853	0.774
17.7	50	28.76	0.972	0.918	0.880	0.785
19.1	40	35.15	0.944	0.949	0.870	0.780
19.1	45	31.77	0.968	0.935	0.891	0.807
19.1	50	29.36	0.980	0.921	0.880	0.795
19.8	40	35.91	0.948	0.950	0.855	0.771
19.8	45	35.90	0.948	0.935	0.897	0.796
19.8	50	31.02	0.978	0.925	0.876	0.793

4.1.3 Resultados teóricos del diseño final de la antena.

Finalmente al comparar las eficiencias de apertura tanto de la Tabla 4.4 como de la Figura 4.6, se elige el diseño final de la antena, el cual tiene las siguientes características:

- Radio del arreglo reflectivo del reflector: 45 mm.
- Número de elementos en el arreglo reflectivo del reflector: 540
- Radio del arreglo reflectivo del subreflector: 19.1 mm.
- Número de elementos en el arreglo reflectivo del subreflector: 91
- Distancia del alimentador al arreglo reflectivo del subreflector. 31.77 mm.

Con el propósito de tener una idea clara de las características teóricas de la antena diseñada, se calcula la distribución del campo eléctrico en el subreflector y en el reflector. Además, se calcula el patrón de radiación teórico de la antena para conocer las propiedades de radiación de la antena.

Para calcular el campo eléctrico que llega a cada elemento del subreflector proveniente del alimentador, se utiliza la ecuación 3.18, donde se toma en cuenta el patrón de radiación del alimentador y la geometría de la antena.

La distribución del campo eléctrico en el subreflector se exhibe en la Figura 4.7, donde claramente se ve que se concentra principalmente en el centro, provocando que las pérdidas por desbordamiento sean mínimas y en consecuencia se tenga una eficiencia de desbordamiento de 0.968.

Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del subreflector

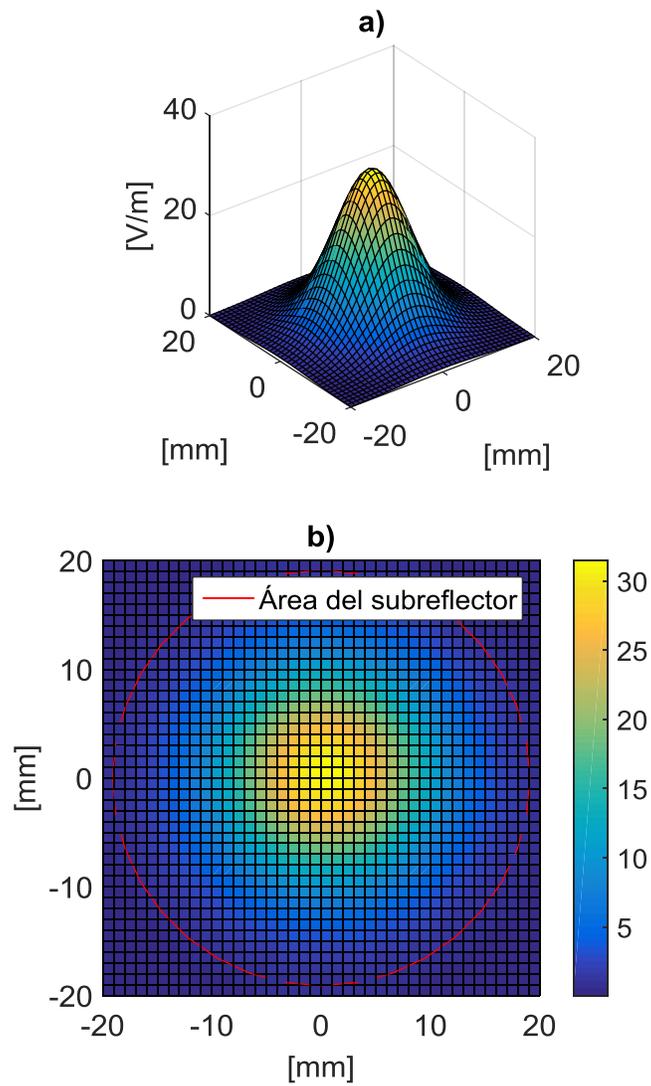


Figura 4-7 Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del subreflector. a) Vista isométrica y b) Vista superior.

Por otra parte, para calcular la distribución del campo eléctrico en el reflector se utiliza la ecuación 3.21, donde se considera el patrón de radiación del elemento radiante, el campo eléctrico en cada elemento del subreflector y los ángulos de los giros de los elementos del arreglo reflectivo del subreflector. Estos últimos mostrados en la Figura 4.8.

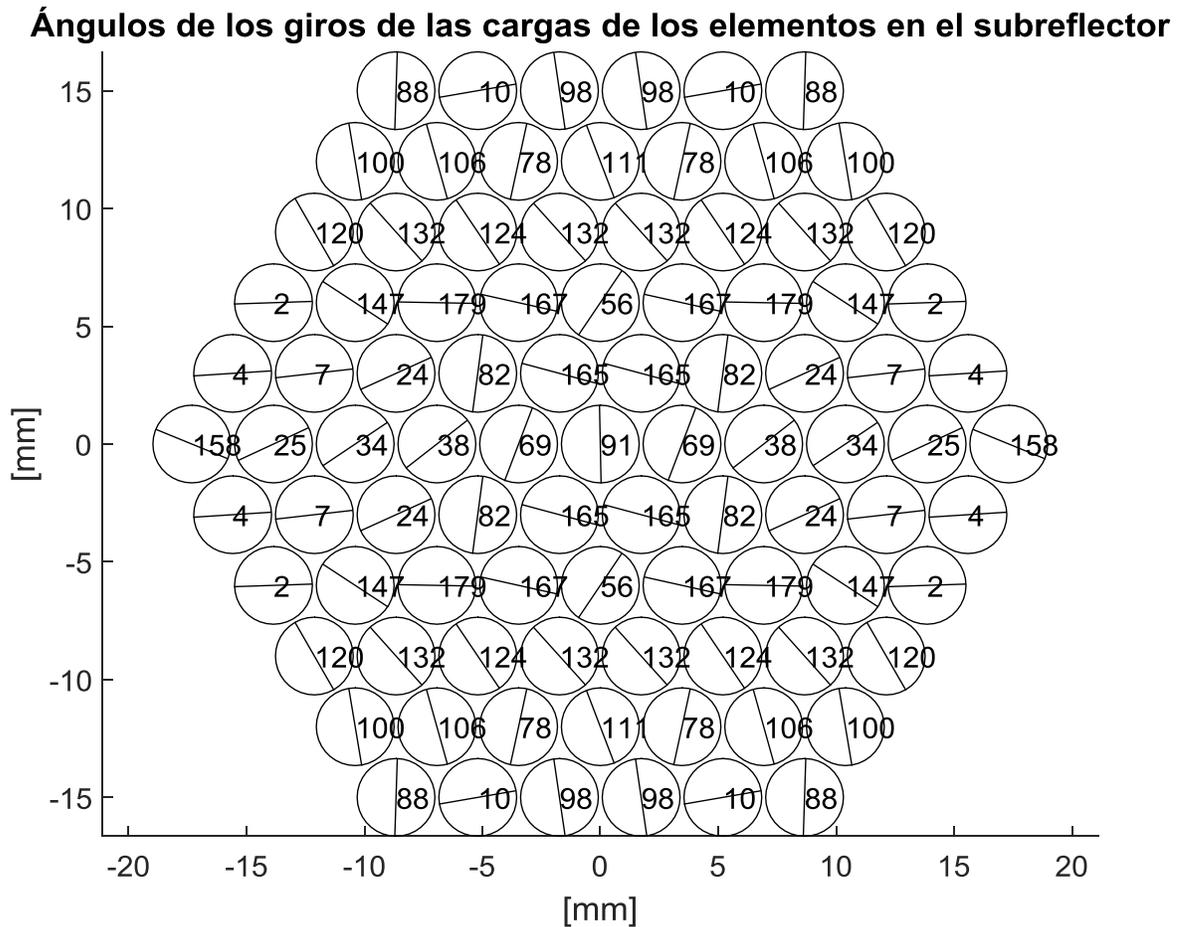


Figura 4-8 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el subreflector.

Los ángulos de los giros de los elementos del subreflector, logran que el subreflector radie el campo eléctrico hacia el reflector tal y como se observa en la Figura 4.9, donde claramente se manifiesta que se evita la parte central, pues ahí va colocado el alimentador y evidentemente se debe procurar que el campo eléctrico llegue únicamente al reflector, para aumentar la eficiencia. En este caso se consiguió una eficiencia por desbordamiento en el reflector de 0.891; mientras que la eficiencia de iluminación es de 0.935, consiguiendo una eficiencia de apertura de 0.807.

Distribución del campo eléctrico en el arreglo reflectivo del reflector

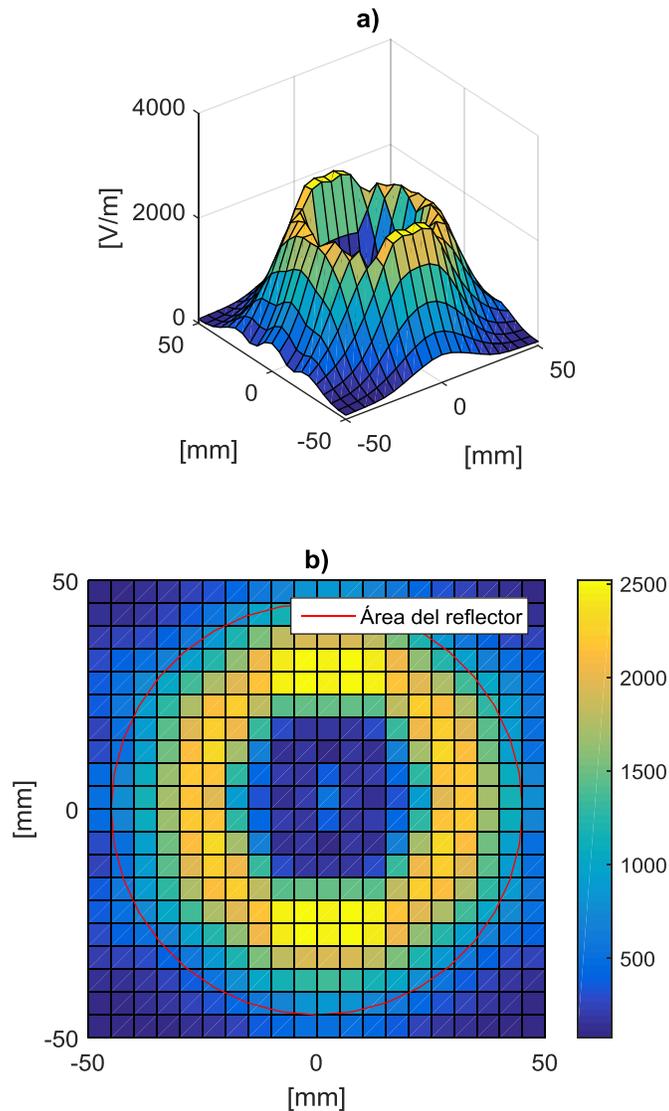


Figura 4-9 Distribución de campo eléctrico en el arreglo reflectivo del reflector. a) Vista isométrica y b) Vista superior.

Para concluir el diseño de la antena, se calculan los ángulos de los giros de las cargas de los elementos del reflector, las cuales servirán para apuntar el haz, los giros resultantes se pueden revisar en la Figura 4.10 y funcionan para una polarización circular derecha.

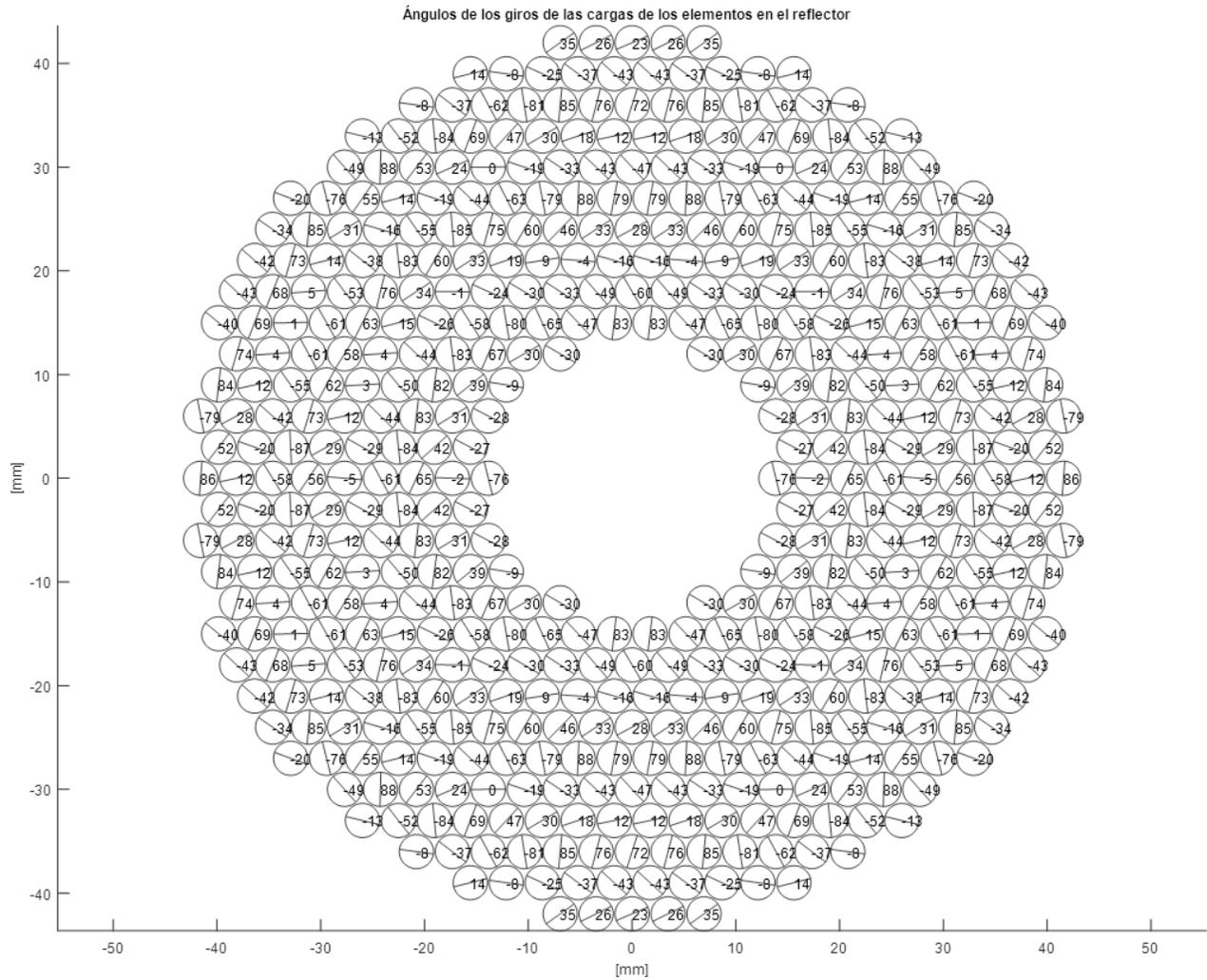


Figura 4-10 Ángulos de los giros de las cargas de los elementos en el reflector.

Con el fin de observar el patrón de radiación teórico de de la antena propuesta, se muestra la Figura 4.11, donde se visualiza que en general el nivel de los lóbulos laterales es inferior a -11.83 dB y el ancho del haz es de aproximadamente 4° a -3 dB y de 8.8° entre nulos. Además al calcular el valor de la ganancia se obtiene 30.92 dB.

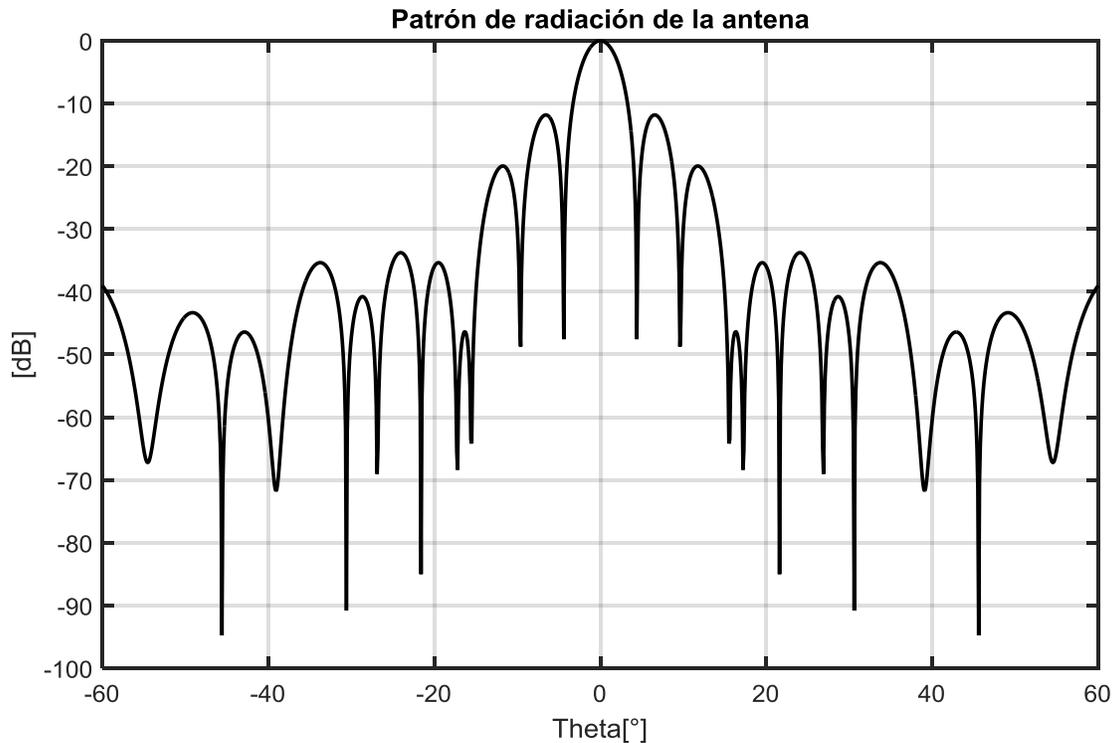


Figura 4-11 Patrón de radiación teórico de la antena.

4.1.4 Comparación de los diseños del arreglo reflectivo con y sin sustrato.

Como ya se mencionó, al realizar la optimización del elemento del arreglo reflectivo considerando el sustrato, se modificaron 4 de los 6 parámetros de la geometría del elemento radiante (Tabla 4.2).

Por su parte, en la geometría de la antena se modificaron tanto el radio del subreflector, como la distancia del alimentador al subreflector, lo cual se debe al cambio en el radio del anillo del elemento radiante.

En el caso de la ganancia, para ambos diseños se mantiene en 30.92 dB, esto se debe a que el número de los elementos radiantes en el reflector y en el subreflector es el mismo para los dos diseños. Y el número de elementos radiantes es la base para calcular la ganancia (sección 5.2).

En cambio, la eficiencia de apertura de la antena es igual en los dos casos. Mientras en las propiedades de radiación de la antena, se tienen leves modificaciones en el nivel de los lóbulos laterales y en el ancho del lóbulo principal.

Las modificaciones de la geometría, de la ganancia, de la eficiencia de apertura y de las características de radiación de la antena, se pueden revisar en la Tabla 4.5.

Tabla 4-5 Comparación de las características de los diseños del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato RO3850 y considerándolo.

	Diseño del elemento del arreglo reflectivo sin considerar el sustrato	Diseño del elemento del arreglo reflectivo considerando el sustrato
Radio del subreflector [mm]	18.9	19.1
Radio del reflector [mm]	45	45
Distancia del alimentador al subreflector [mm]	31.15	31.78
Eficiencia de apertura	0.807	0.807
Ancho del lóbulo principal en -3 dB [°]	3.9	4
Nivel de lóbulos laterales [dB]	<-11.74	<-11.83
Ganancia [dB]	30.92 dB	30.92 dB

4.2 Fabricación.

Debido al tamaño de los elementos, se utiliza el proceso de fotolitografía para fabricar el arreglo reflectivo del reflector y del subreflector. Para realizar la fabricación con el proceso de fotolitografía es necesario contar previamente con las máscaras que contienen los patrones a transferir.

Además, se deben realizar los planos de los marcos y soportes, que ayuden a establecer la geometría de la antena.

4.2.1 Máscaras de los arreglos reflectivos.

Para obtener el patrón deseado en los arreglos reflectivos se utilizan máscaras, dichas máscaras se imprimen en acetatos, para ser utilizadas posteriormente en el proceso de fotolitografía.

Las máscaras realizadas son las de las Figuras 4.12, 4.13 y 4.14; la primera corresponde al arreglo reflectivo del subreflector, la segunda es la pantalla metálica del subreflector y la tercer máscara corresponde al arreglo reflectivo del reflector.

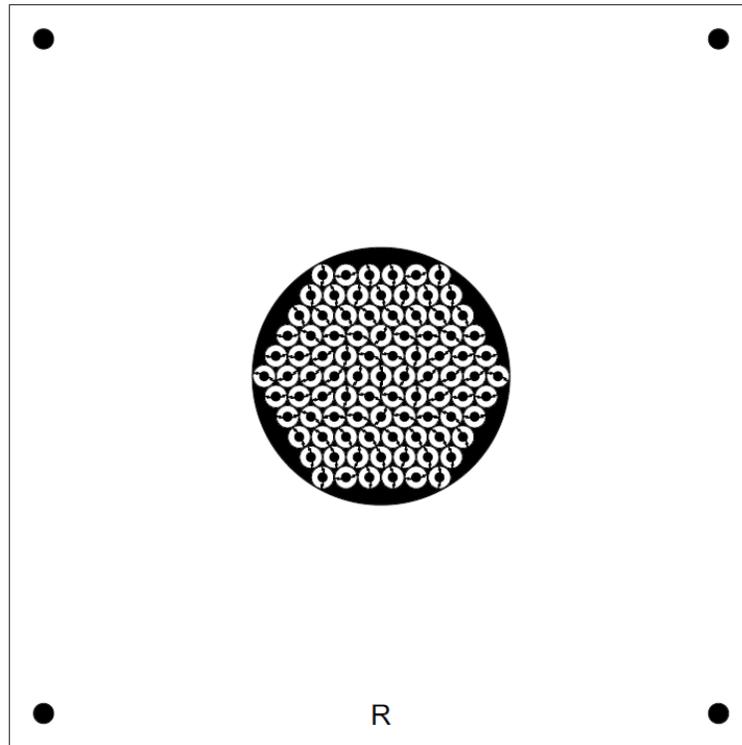


Figura 4-12 Máscara del arreglo reflectivo del subreflector.

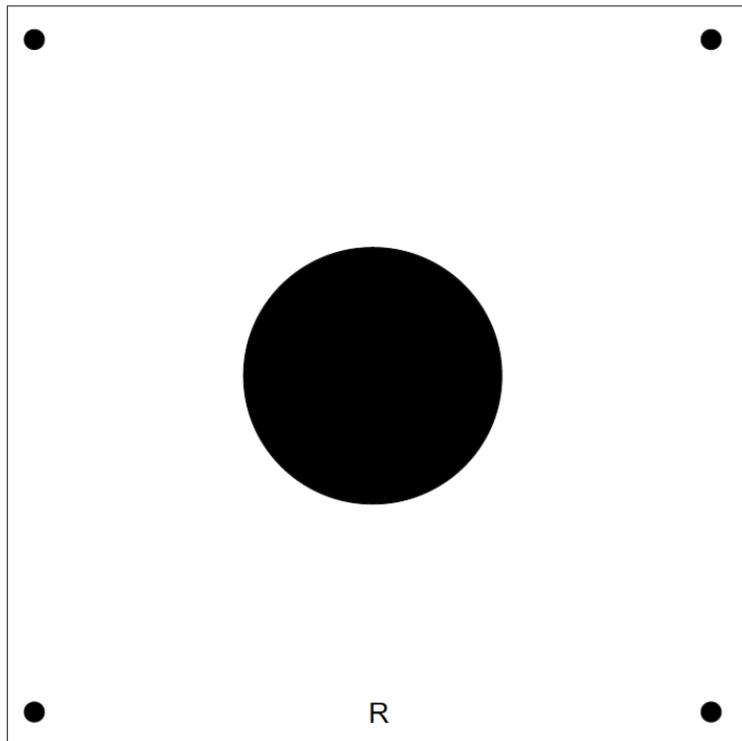


Figura 4-13 Máscara de la placa metálica del subreflector.

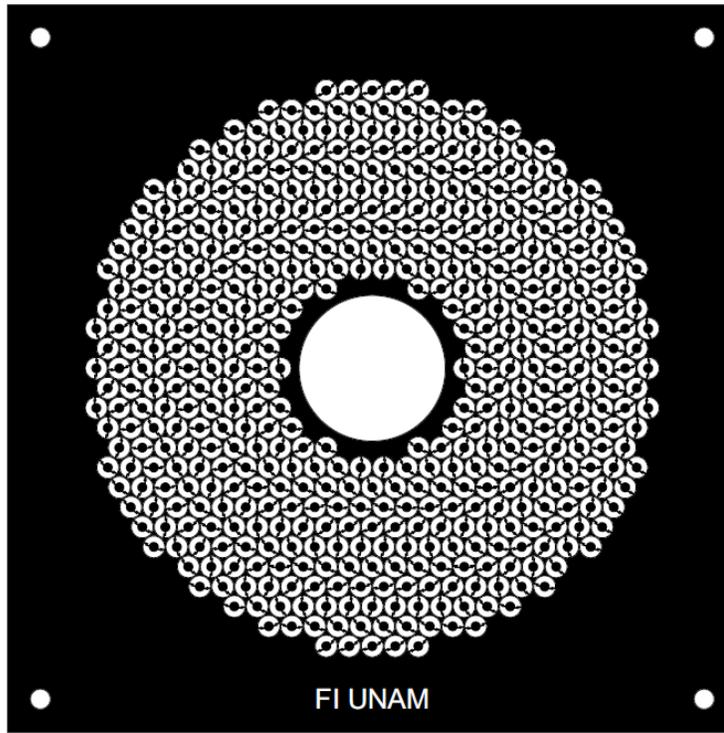


Figura 4-14 Máscara del arreglo reflectivo del reflector.

Al haber trabajado con el proceso de fotolitografía se conoce el sobreataque que se produce, por lo tanto, para evitar graves modificaciones en las medidas de los elementos se consideró un sobreataque de 5 μm .

4.2.2 Fotolitografía

El proceso de fabricación de los arreglos reflectivos de la antena mediante fotolitografía, se puede resumir en los siguientes pasos.

1. Se deposita fotoresist (material fotosensible) en el cobre del material RO3850.
2. Se utiliza la alineadora, para transferir el patrón de la máscara en la zona y orientación deseada sobre el fotoresist.
3. Se expone el fotoresist a través de la máscara a la luz ultravioleta.
4. Las partes de cobre expuestas a la luz ultravioleta, serán removidas debido a que se utiliza fotoresist positivo.

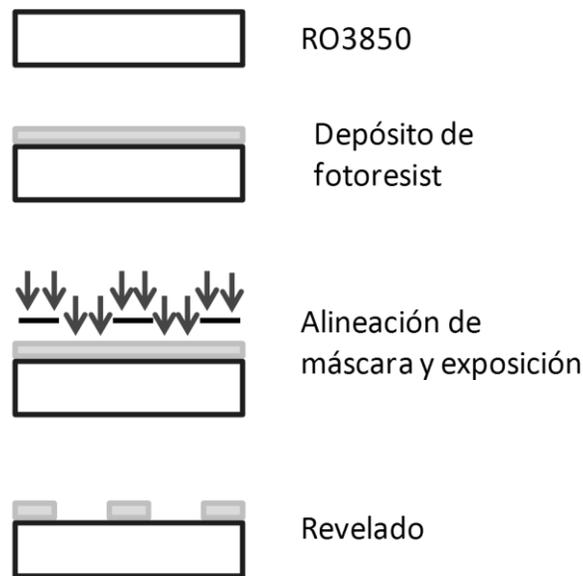


Figura 4-15 Proceso de fotolitografía.

4.2.3 Marcos y soportes de la antena.

La antena diseñada requiere de marcos y soportes que permitan establecer la geometría diseñada. Para enviar a fabricar los marcos y soportes de la antena, se requiere primero realizar sus planos. Los marcos y soportes utilizados se listan a continuación:

- El "Soporte 1" es aquel que se desempeña como placa metálica del arreglo reflectivo del reflector y como soporte del sistema de alimentación, su plano se exhibe en la Figura 4.16.
- El "Soporte 2" se utiliza para establecer la distancia entre el alimentador y el arreglo reflectivo del subreflector. De este tipo de soporte se ocupan 4 piezas y sus dimensiones se ven claramente en el plano de la Figura 4.17.
- El "Marco 1" permite establecer la distancia entre el arreglo reflectivo y su placa metálica, se utiliza tanto en el reflector como en el subreflector. Además, evita que los arreglos reflectivos se encorven y tiene las dimensiones mostradas en la Figura 4.18.
- El "Marco 2" sirve para completar la distancia entre el alimentador y el arreglo reflectivo del subreflector y para evitar que se encorven los arreglos reflectivos. Su plano se muestra en la Figura 4.19.

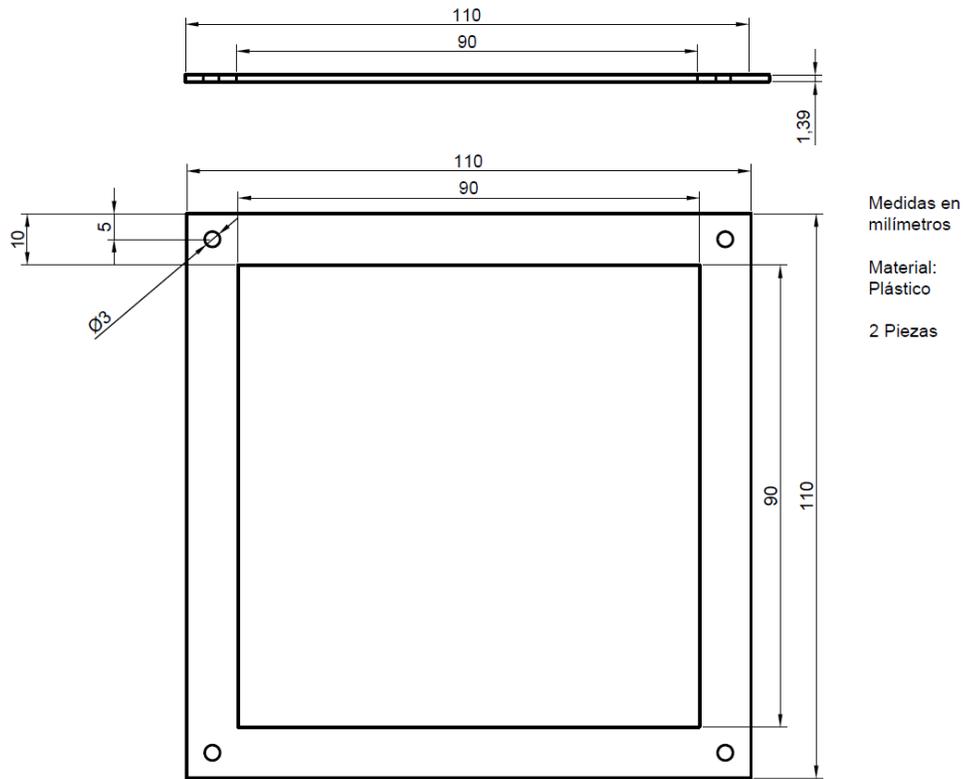


Figura 4-18 Plano del Marco 1 (establece la distancia entre el arreglo reflectivo y su placa metálica).

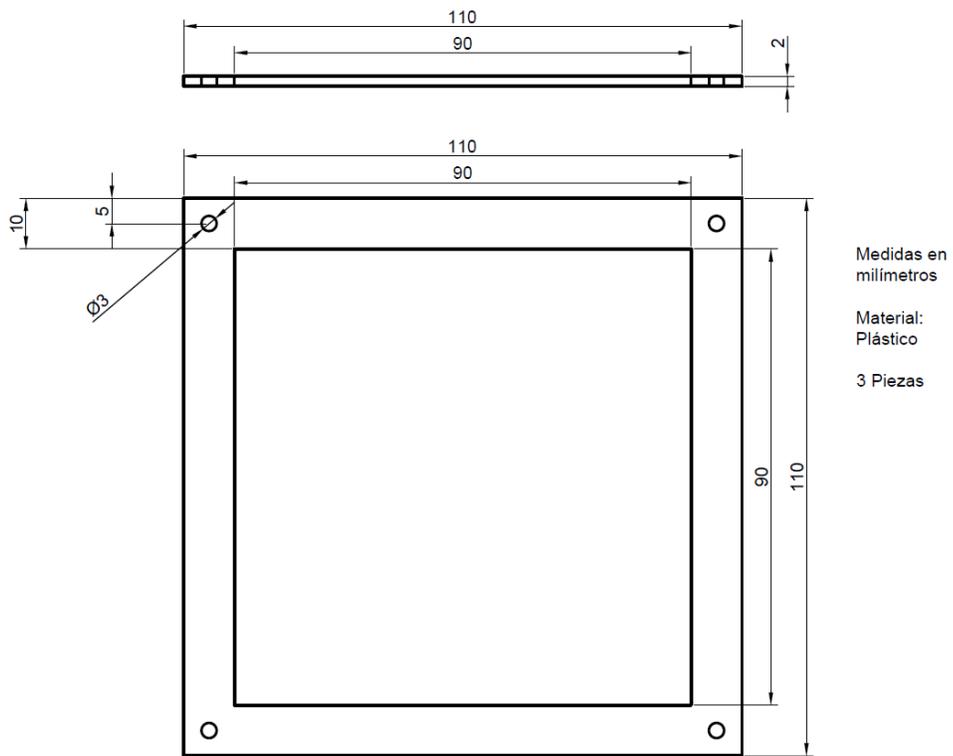


Figura 4-19 Plano del Marco 2 (complementa la distancia entre el alimentador y el subreflector).

4.3 Configuración final de la antena.

Una vez fabricados los arreglos reflectivos, los soportes y los marcos, se procede a realizar el armado de la antena. Para armar la antena se utiliza el siguiente orden:

- Soporte 1.
- Marco 1
- Arreglo reflectivo del reflector.
- Marco 2.
- Soporte 2 (en cada esquina).
- Marco 2.
- Arreglo reflectivo del subreflector.
- Marco 1
- Placa metálica del subreflector, y
- Marco 2.

Para tener una idea más clara de la disposición de cada componente de la antena, se muestra la Figura 4.20. Una vez que se arma la antena, esta tiene un perfil de 4.3 cm aproximadamente.

Lo único restante para tener la antena lista, es colocar el alimentador (corneta) en el orificio central del Soporte 1.

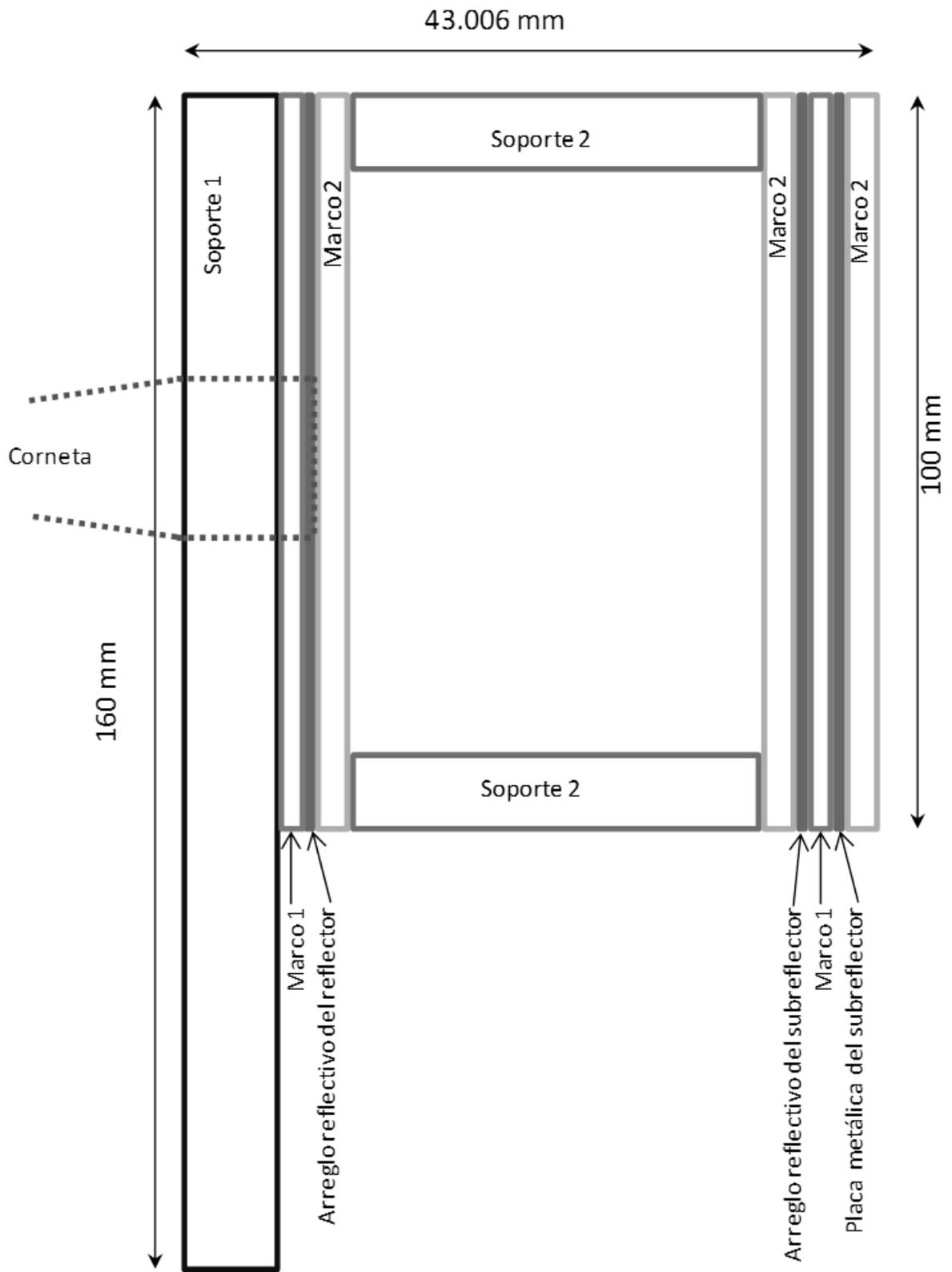


Figura 4-20 Configuración final de la antena.

4.4 Conclusiones.

Para poder realizar la fabricación de la antena, es necesario considerar el proceso de fabricación que se va a utilizar. En este caso por el reducido tamaño de los arreglos reflectivos de la antena, se utiliza el proceso conocido como fotolitografía.

Al utilizar el proceso de fotolitografía, en la simulación electromagnética se hace necesario colocar el sustrato sobre el que se imprimen los arreglos reflectivos. El sustrato utilizado es el RO3850, el cual posee una constante dieléctrica de 2.9 y un grosor de 25 μm .

Al agregar el sustrato RO3850 a la simulación electromagnética del elemento del arreglo reflectivo, el nivel de la onda no controlada se incrementa, por lo que, se procede a realizar otra optimización del elemento de arreglo reflectivo.

Tras la nueva optimización del elemento del arreglo reflectivo, se obtuvo un nivel de polarización cruzada que no supera los -20 dB para un ancho de banda de 13.5 GHz, específicamente de 44.3 a 57.8 GHz aproximadamente.

Como resultado de la optimización, la modificación geométrica más importante es que el radio exterior del anillo del elemento, pasó de 1.45 a 1.65 mm. Lo anterior provocó que se optimizara nuevamente la geometría de la antena, para maximizar su eficiencia de apertura. Como resultado a continuación se listan algunas de las características geométricas de la antena:

- El radio óptimo del arreglo reflectivo del subreflector es de 19.1 mm, así que el número de elementos que se pueden colocar en él es de 91.
- El radio óptimo del arreglo reflectivo del reflector es de 45 mm y contiene 540 elementos en él.
- La distancia del alimentador al subreflector es 31.77 mm.

La eficiencia de apertura de la antena obtenida es de 0.807, la cual es resultado del producto de:

- La eficiencia de desbordamiento en el subreflector que es de 0.968,
- La eficiencia de iluminación en el reflector con un valor de 0.935, y
- La eficiencia de desbordamiento en el reflector de 0.891.

Para saber que esperar de las propiedades de radiación de la antena, se calcula su patrón de radiación, donde se observa que el nivel de los lóbulos laterales es menor a -11.83 dB y que el ancho del lóbulo principal en -3 dB es de aproximadamente 4°. Por otra parte la ganancia calculada es de 30.92 dB.

Posteriormente a que se tiene el diseño final de la antena, se procede a la fabricación de las máscaras de los arreglos reflectivos, en donde se debe considerar que se produce un sobreataque cercano a los 5 μm , por lo que se realizan las correcciones pertinentes. Ya que se tienen las máscaras con el proceso de fotolitografía se realizan los arreglos reflectivos.

Finalmente, una vez fabricados los arreglos reflectivos, los marcos y los soportes, se arma la antena, resultando en un perfil total de 43.006 mm, por lo tanto, se puede concluir que es una antena compacta.

4.5 Referencias.

[1] Data Sheet "ULTRALAM 3000", 2015 Rogers Corporation

Capítulo 5 Medición de la antena.

Con el objetivo de conocer las propiedades de radiación, ganancia y eficiencia de la antena fabricada, y comparar con los resultados teóricos; es necesario previamente ensamblarla.

El procedimiento de ensamblado consiste en colocar en las posiciones adecuadas el alimentador, el arreglo reflectivo del subreflector y el arreglo reflectivo del reflector, lo anterior se realiza con ayuda de los marcos y soportes.

A continuación se explica el proceso de ensamblado de la antena, con la ayuda de la Figura 5.1.

- Paso 1. Para comenzar el armado de la antena, se colocan cuatro tornillos en los orificios correspondientes del Soporte 1, lo anterior se realiza para alinear y fijar la configuración de la antena.
- Paso 2. Utilizando como guía los cuatro tornillos, se coloca el Marco 1, el cual sirve para crear la distancia entre el arreglo reflectivo del reflector y el Soporte 1.
- Paso 3. Posteriormente se coloca el arreglo reflectivo del reflector
- Paso 4. Se coloca el Marco 2, para dar soporte al arreglo reflectivo del reflector y para establecer una parte de la distancia entre el reflector y subreflector.
- Paso 5. En cada tornillo se coloca un Soporte 2, cuya función es establecer gran parte de la distancia entre el reflector y el subreflector.
- Paso 6. Sobre los cuatro Soportes 2 se posiciona el Marco 2, este marco se utiliza para brindar soporte al arreglo reflectivo del subreflector y para cumplir la distancia entre el reflector y subreflector.
- Paso 7. Después del Marco 2 se coloca el arreglo reflectivo del subreflector.
- Paso 8. Se pone el Marco 1, para otorgar la distancia entre el arreglo reflectivo del subreflector y su placa metálica.
- Paso 9. Finalmente se coloca la placa metálica del subreflector.

Posteriormente, se puede poner otro marco inmediatamente después de la placa metálica del subreflector para brindar soporte y finalmente se debe colocar la corneta en el hueco del Soporte 1.

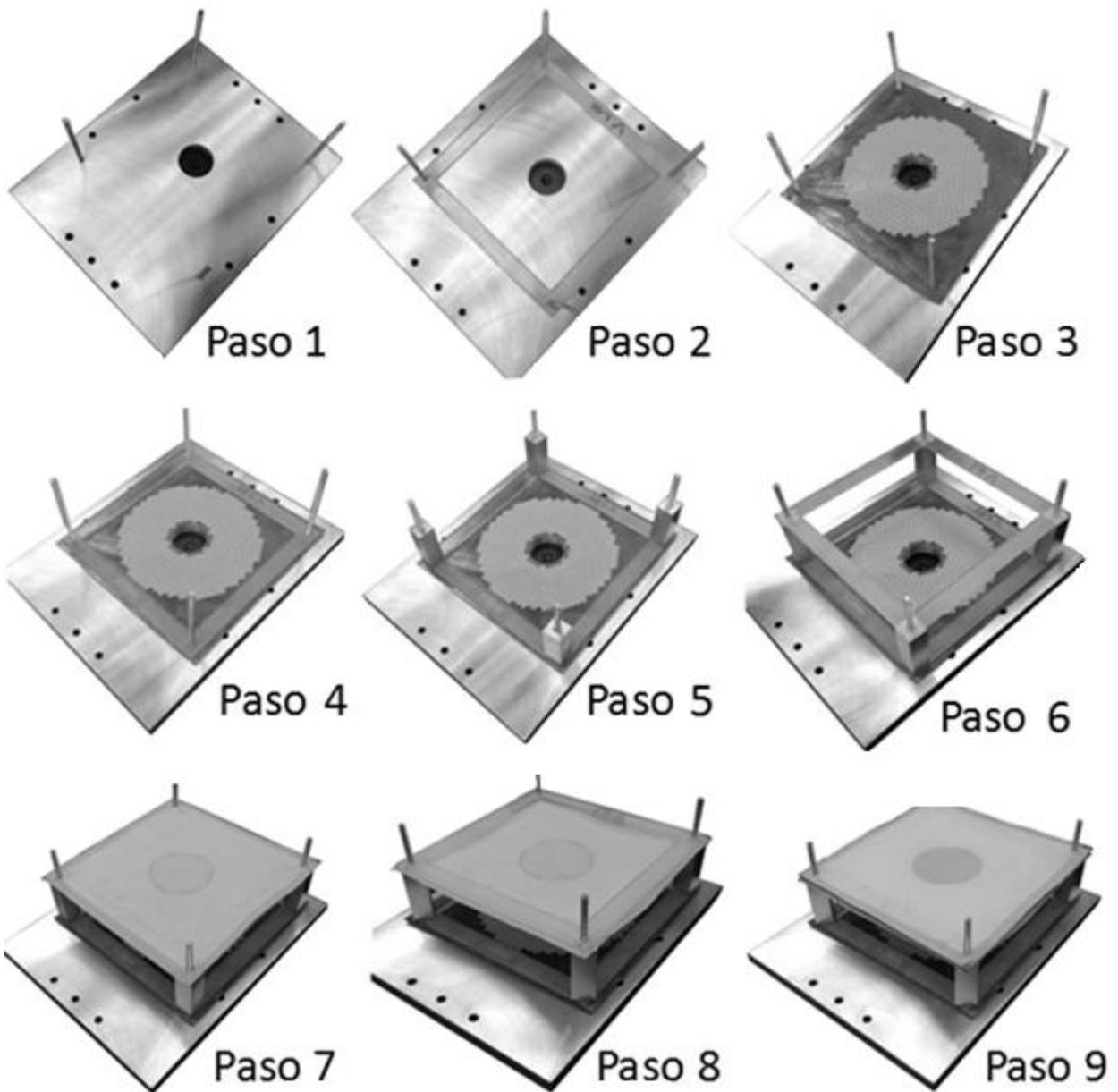


Figura 5-1 Ensamblado de la antena con doble arreglo reflectivo.

Finalmente, después de realizar el ensamblado de la antena se obtiene la configuración presentada en la Figura 5.2.



Figura 5-2 Configuración de la antena con doble arreglo reflectivo.

5.1 Patrón de radiación medido de la antena.

Con el fin de observar el patrón de radiación de la antena fabricada, se utiliza un Vector Network Analyzer modelo Agilent 8361A. El cual se configura considerando una frecuencia central de 50 GHz.

El patrón de radiación resultante de la antena se exhibe en la Figura 5.3, y sus principales características son:

- El ancho del lóbulo principal a -3 dB es de 3.8° , y entre nulos es de 8.2° .
- El nivel de los lóbulos laterales es menor a -8.69 dB.
- El nivel de polarización cruzada está por debajo de los -25 dB.

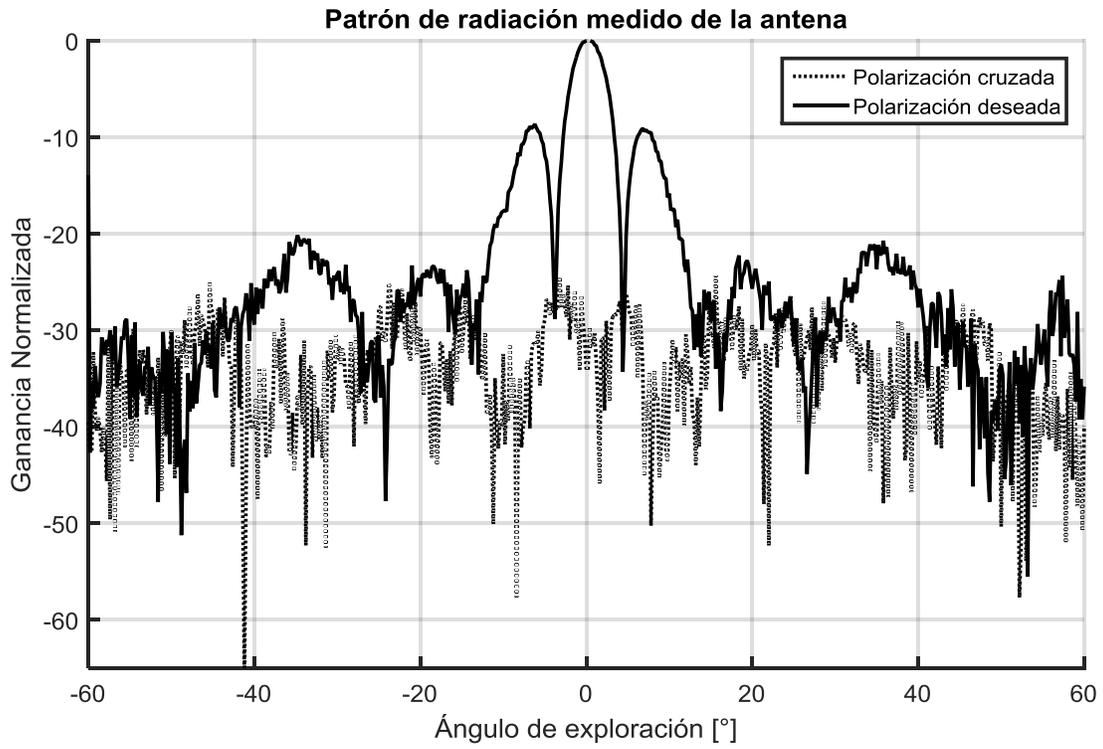


Figura 5-3 Patrón de radiación medido de la antena.

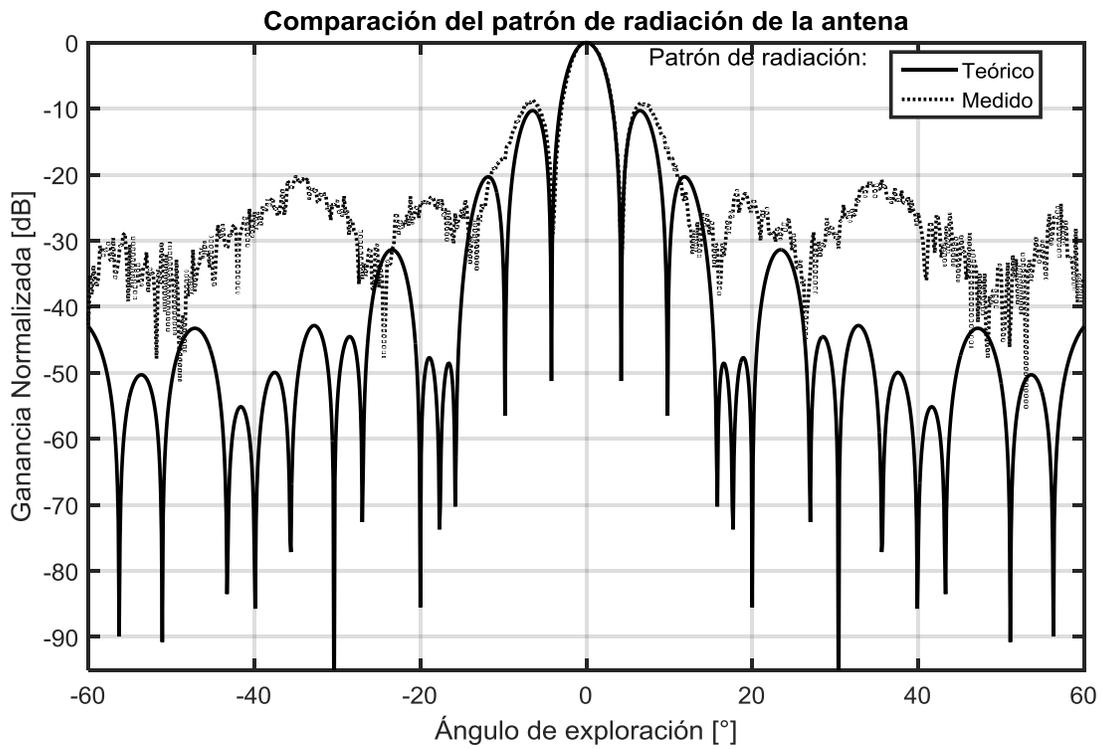


Figura 5-4 Comparación del patrón de radiación de la antena.

Al comparar el patrón de radiación medido con el teórico de la antena (Fig. 5.4), se observa un estrechamiento del haz principal de 0.2° aproximadamente en -3 dB, además de un evidente incremento en el nivel de los lóbulos laterales.

En la Figura 5.5 se presenta la comparación del nivel de los lóbulos laterales entre el patrón de radiación teórico y medido. La diferencia entre el nivel de los lóbulos laterales es de aproximadamente 3.14 dB.

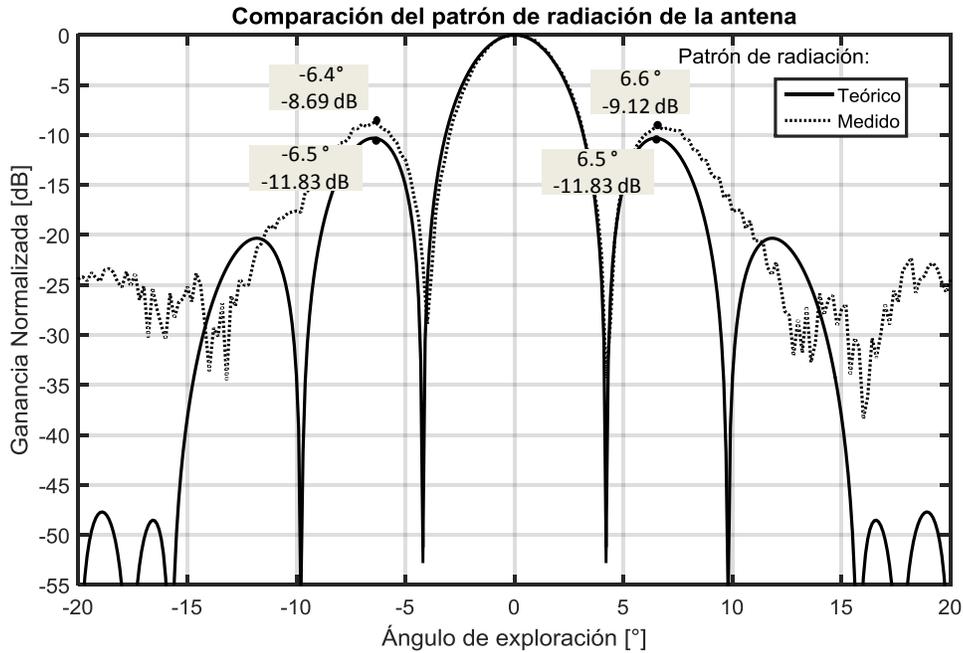


Figura 5-5 Comparación del nivel de los lóbulos laterales de la antena.

Un resumen de la comparación del patrón de radiación teórico y medido de la antena, está en la Tabla 5.1. Donde la diferencia entre los valores teóricos y medidos, se debe principalmente a un cambio en la distribución de amplitud de la antena.

Tabla 5-1 Comparación del patrón de radiación teórico y medido de la antena.

	Teórico	Medido
Nivel de lóbulos laterales [dB]	< -11.83	< -8.69
Ancho de lóbulo principal a - 3 dB [°]	3.94	3.73
Ancho del lóbulo principal entre nulos [°]	8.8	8.2

5.2 Ganancia y eficiencia de la antena.

Para tener una idea más clara de las características de la antena que se diseñó, se mide y calcula la ganancia de la antena.

La ganancia teórica de la antena se calcula mediante la siguiente expresión:

$$G_{teórica} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (4.1)$$

donde A es la área efectiva de la antena y λ es la longitud de onda. El área efectiva es calculada de la siguiente forma:

$$A = A_{reflector} - A_{subreflector} \quad (4.2)$$

donde $A_{reflector}$ es el área ocupada por los elementos del arreglo reflectivo del reflector y $A_{subreflector}$ es el área ocupada por los elementos del arreglo reflectivo del subreflector, que vienen dadas por:

$$A_{reflector} = A_{elemento} * N_{sub} \quad (4.3)$$

$$A_{subreflector} = A_{elemento} * N_{ref} \quad (4.4)$$

donde N_{sub} es el número de elementos en el subreflector y N_{ref} es el número de elementos en el reflector; por otro lado $A_{elemento}$ es el área del elemento radiante y se calcula con ayuda del periodo del elemento radiante (p), para más precisión se tiene la siguiente ecuación:

$$A_{elemento} = \frac{\sqrt{3}}{2} p^2 = 10.39 \text{ mm}^2 \quad (4.5)$$

En el caso de la ganancia medida, se calcula con ayuda de:

$$G_{medida} = G_{alimentador} \left(\frac{E_{\max_antena}}{E_{\max_alimentador}} \right)^2 \quad (4.6)$$

donde $G_{alimentador}$ es la ganancia del alimentador (17.4 dB), E_{\max_antena} y $E_{\max_alimentador}$ son la máxima intensidad del campo eléctrico en la antena y en el alimentador, respectivamente.

Mientras la eficiencia de apertura resultante de la antena medida se calcula como:

$$\varepsilon_{ap} = \frac{G_{medida}}{G_{teórica}} \quad (4.7)$$

Los resultados de los cálculos de la ganancia teórica y medida de la antena, así como de la eficiencia se muestran en la Tabla 5.2. Estos cálculos se realizan para 50 GHz, pero también para 49.55 GHz.

Los cálculos se realizan a 50 GHz porque es la frecuencia central y a 49.55 GHz porque al calcular la ganancia medida de la antena (Fig. 5.6), es claro que la ganancia máxima no se encuentra en 50 GHz si no a 49.55 GHz.

El desplazamiento de la ganancia máxima de la antena, se debe a que la distancia entre el arreglo reflectivo y la placa metálica es de 1.5 mm y no 1.39 mm como se tenía previsto.

Tabla 5-2 Ganancia y eficiencia de la antena.

Ganancia y eficiencia de la antena.				
Frecuencia [GHz]	50		49.55	
<i>G_{teórica}</i>	1237	30.92 dB	1196	30.77 dB
<i>G_{medida}</i>	545	27.37 dB	629.5	27.99 dB
<i>ε_{ap}</i>	0.44	-	0.526	-

Al analizar los resultados de la Tabla 5.2 se observa una reducción de la ganancia medida respecto a la teórica de 3.55 dB en 50 GHz y de 2.78 dB en 49.55 GHz. Por otra parte, la eficiencia de apertura es mayor para 49.55 GHz con un valor de 0.526, mientras que en 50 GHz se tiene un valor de 0.44.

Es importante tener en cuenta que la eficiencia de apertura teórica de la antena a 50 GHz es de 80.74% y para 49.55 GHz se tiene 80.35% de eficiencia de apertura.

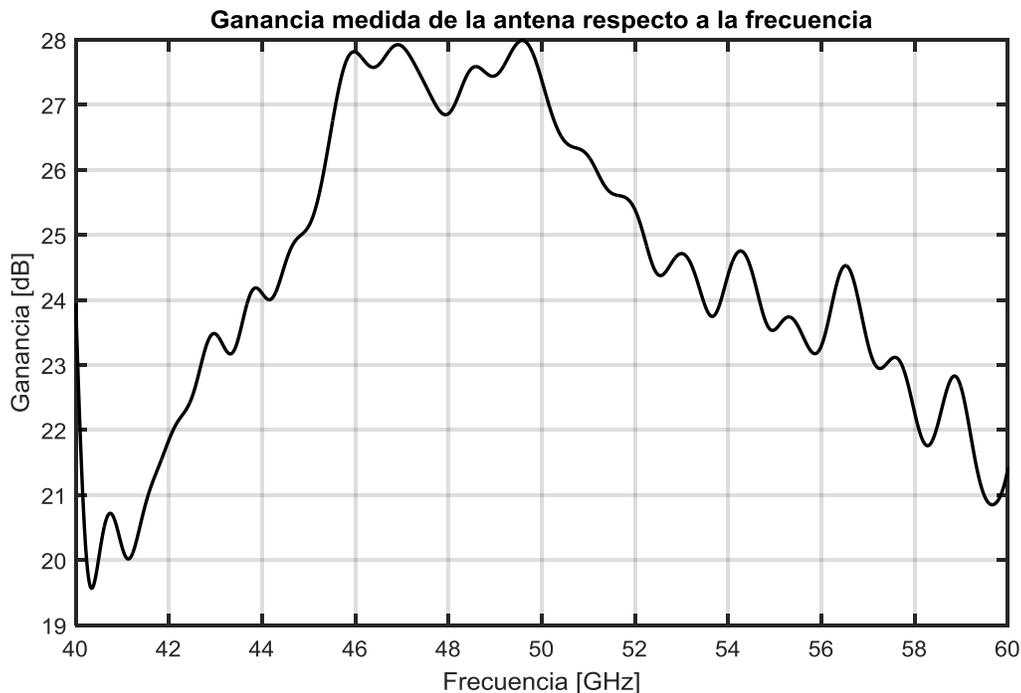


Figura 5-6 Ganancia medida de la antena respecto a la frecuencia.

5.3 Balance de pérdidas.

Al observar la diferencia entre el nivel de los lóbulos laterales del patrón de radiación teórico y medido de la antena, se intuye que la distribución de amplitud teórica de la antena no se lleva a cabo en la práctica. Por lo que se busca la distribución de amplitud que provoca que el nivel de los lóbulos laterales se incremente.

La distribución de amplitud teórica de la antena se puede observar en la Figura 5.7a, mientras que la distribución de amplitud que se cree se produjo está en la Figura 5.7b.

La distribución que se cree se produjo, incrementa su amplitud hacia los extremos de la antena, dando lugar a un aumento sustancial en el nivel de los lóbulos laterales y a un pequeño estrechamiento del lóbulo principal.

En la Figura 5.8 se puede ver que el patrón de radiación de la distribución de amplitud que se cree se produjo, tiene un ancho de haz principal de 3.22° a -3 dB, mientras que el nivel de los lóbulos laterales es menor de -9.09 dB.

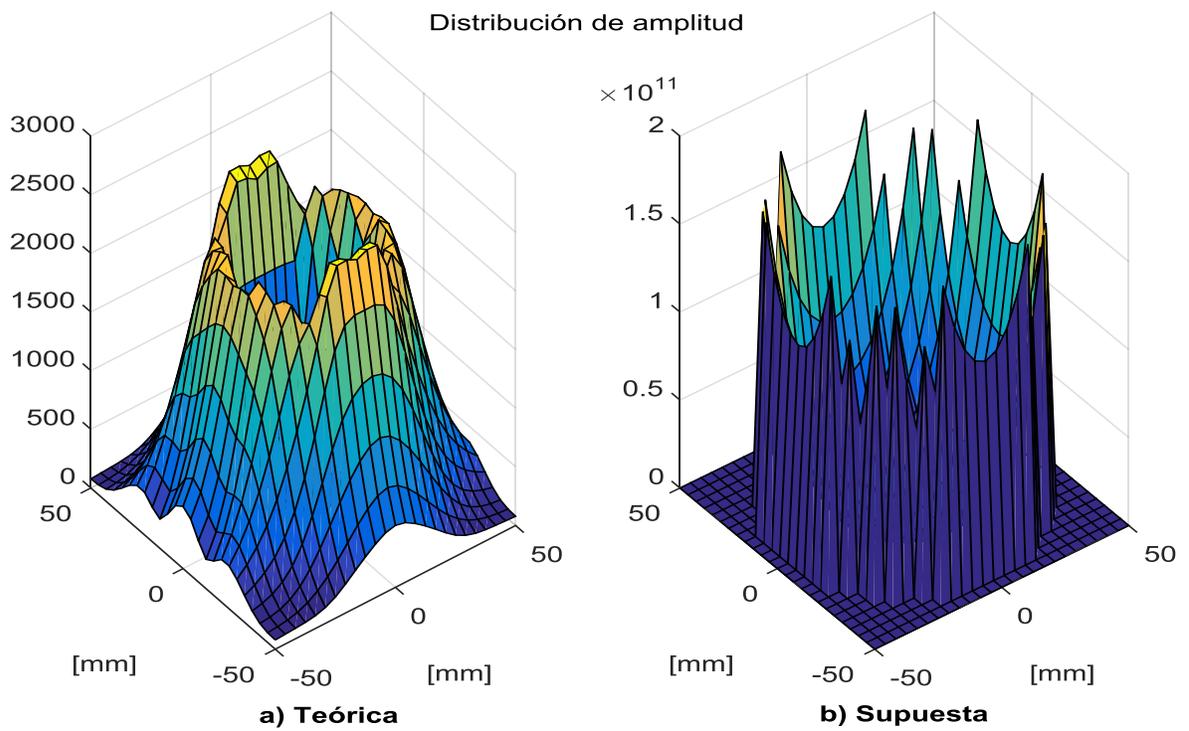


Figura 5-7 Distribución a) teórica y b) supuesta de la amplitud de la antenna.

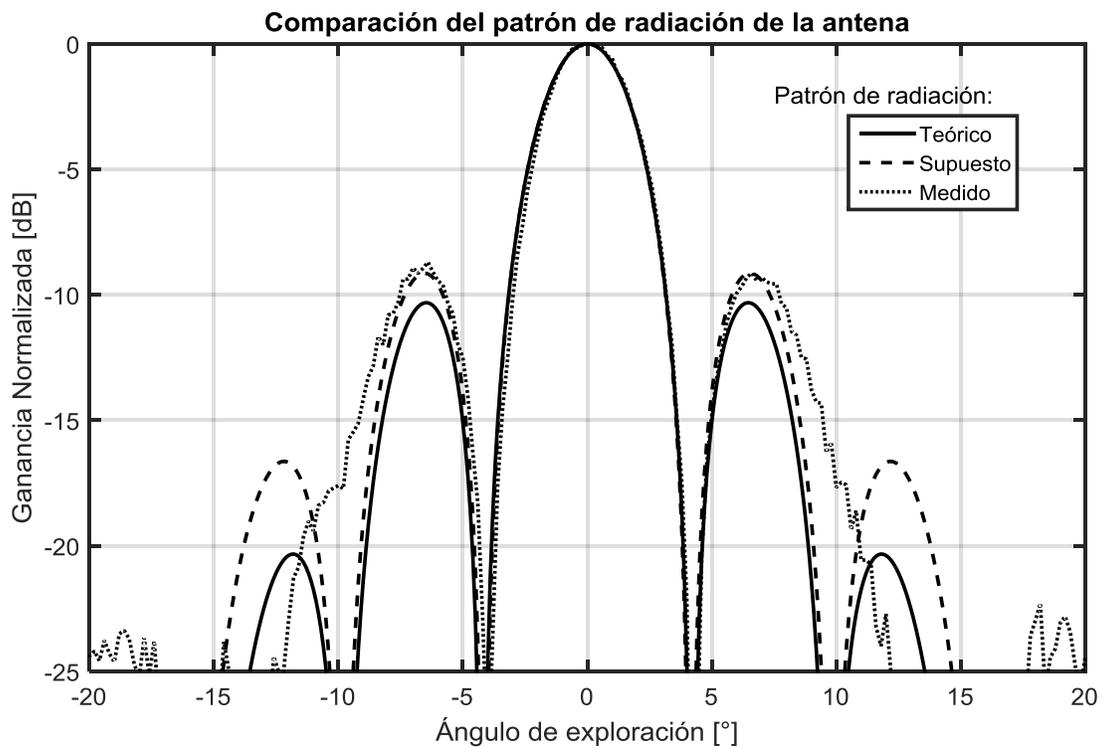


Figura 5-8 Comparación del patrón de radiación de la antenna.

Se considera que el cambio en la distribución de la amplitud de la antena se debe principalmente a que la optimización de la geometría de la antena no considera todos los factores que contribuyen en su funcionamiento, por ejemplo, que el subreflector se encuentra en el campo cercano del alimentador y no en el campo lejano.

Sin embargo, también se debe considerar que existen errores en el proceso de fabricación tanto de los arreglos reflectivos, como de los marcos y soportes de la antena, provocando errores en el ensamblado y en el funcionamiento de la antena

Por otra parte, es importante conocer a que se debe la disminución de la ganancia de la antena. Primeramente se deben considerar las pérdidas por desbordamiento e iluminación (previamente calculadas), que resultan en una eficiencia de apertura teórica de 80.74% en 50 GHz.

Además, se deben considerar las pérdidas asociadas a los elementos deficientes de los arreglos reflectivos, es decir, elementos que en lugar de tener cargas capacitivas al fabricarse se formaron cargas inductivas. Las pérdidas por los elementos deficientes se estiman alrededor de -0.11 dB.

Otro factor importante a considerar que causa la disminución de la ganancia, es el nivel de los lóbulos laterales, dicho factor no se considero en el cálculo de la ganancia teórica ni la medida.

El resumen del balance de pérdidas se presenta en la tabla 5.3.

Tabla 5-3 Balance de pérdidas.

Balance de pérdidas		
Factor	Valor	Pérdidas [dB]
ϵ_{ap}	80.74%	-0.9291
Elementos malos	8	-0.11
Lóbulos laterales medidos	-8.64 dB	-1.3876
Lóbulos laterales teóricos	-11.83 dB	-0.6109
Total		-3.0376

La diferencia entre la ganancia teórica y medida es de 3.55 dB, pero como se muestra en la Tabla 5.3, solo se pueden justificar 3.03 dB. Los 0.52 dB restantes se cree se perdieron en los errores de fabricación y en la deficiencias en el método de diseño de la antena.

5.4 Conclusiones

La antena fabricada, posee las siguientes características a 50 GHz:

- El ancho del lóbulo principal a -3 dB es de 3.8°.
- El nivel de los lóbulos laterales es menor a -8.69 dB.
- El nivel de polarización cruzada está por debajo de los -25 dB.
- Ganancia de 27.37 dB.

Comparando el patrón de radiación medido con el teórico de la antena, se resalta:

- Un estrechamiento del haz principal de 0.2° a -3 dB, y
- Un incremento de 3.14 dB en el nivel de los lóbulos laterales.

Las diferencias entre el patrón de radiación teórico y medido de la antena, son ocasionadas al no producirse la distribución de amplitud teórica en la antena fabricada, si no que ocurrió una distribución de amplitud con incremento hacia los extremos de la antena, provocando el estrechamiento y el incremento en los lóbulos laterales.

Las principales causas para el cambio en la distribución de amplitud de la antena, son:

- Errores en la fabricación y en el ensamblado de la antena, y que
- En la optimización de la geometría de la antena no se consideran todos los factores que contribuyen en su funcionamiento.

Otra observación importante es que la ganancia máxima de la antena no se produjo a 50 GHz (como se tenía planeado), si no a 49.55 GHz, debido a una modificación en la distancia entre el arreglo reflectivo y la placa que paso de 1.39 mm a 1.5 mm. Resultando en una eficiencia de apertura de 0.44 a 50 GHz y 0.526 a 49.55 GHz.

5.5 Referencias

[1] G.T., Sazónov, D.M.; Grdian, A., (trad.) Márkov (Autor), *Antenas*, Ed. URSS, 1994

Conclusiones Generales.

En este trabajo se diseñó, optimizó, fabricó y midió una antena con doble arreglo reflectivo basados en anillos ranurados con cargas capacitivas y las conclusiones generales se listan a continuación.

Se realizó el diseño del elemento radiante de los arreglos reflectivos, utilizando circuitos eléctricos equivalentes, y posteriormente los circuitos eléctricos optimizados fueron convertidos a una geometría real en un simulador electromagnético, donde también se optimizó. Para la optimización se consideró que el material sobre el que se fabricaron los arreglos reflectivos es RO3850.

Como resultado de la optimización de la geometría del elemento del arreglo reflectivo, se consiguió que el nivel de la onda no controlada sea menor a - 20 dB para un ancho de banda de 12.9 GHz.

Con el objetivo de maximizar la eficiencia de apertura de la antena se optimizó su geometría, como resultado el radio del arreglo reflectivo del subreflector es de 19.1 mm y cuenta con 91 elementos, mientras el radio del arreglo reflectivo del reflector es de 45 mm y posee 540 elementos; en tanto la distancia entre el reflector y subreflector es de 31.77 mm. Como consecuencia se consigue una eficiencia de apertura de 80.7 % y un perfil de la antena de 4.3 cm aproximadamente.

Para conocer la características de radiación de la antena optimizada, se calculó su patrón de radiación, el cual posee un ancho de haz de 4° a -3 dB y el nivel de los lóbulos laterales es menor a -11.83 dB. Conjuntamente al calcular su ganancia se obtuvieron 30.92 dB.

Para la realización de la fabricación de los arreglos reflectivos se utilizó el proceso de fotolitografía, en el cual se consideró un sobreataque de 5 μm aproximadamente.

Finalmente el patrón de radiación de la antena fabricada posee un ancho de haz de 3.8° a -3 dB, el nivel de los lóbulos laterales es inferior a -8.69 dB y el nivel de polarización cruzada no supera los -25 dB. Además posee una eficiencia de apertura del 44 %. y una ganancia de 27.37 dB.

Al comparar el patrón de radiación de la optimización de la antena y de la antena fabricada, se observa que se produce un estrechamiento del haz de 4° a 3.8° y que el nivel de los lóbulos laterales se incrementa -11.83 dB a -8.69 dB.

La discrepancia en los resultados se debe a un cambio en la distribución de amplitud de la antena. Pues el estrechamiento en el lóbulo principal y el incremento en los lóbulos laterales se producen cuando se tiene una distribución de amplitud con incremento hacia los extremos de la antena.

El cambio en la distribución de amplitud de la antena, se debe a que en la optimización del diseño de la antena no se consideran todos los factores que contribuyen en su funcionamiento; además existen errores en su fabricación.

El siguiente paso, sería dejar de suponer porque se produce el cambio en la distribución de amplitud de la antena y descubrirlo, de esta manera se podrá corregir y aplicar para nuevos diseños.